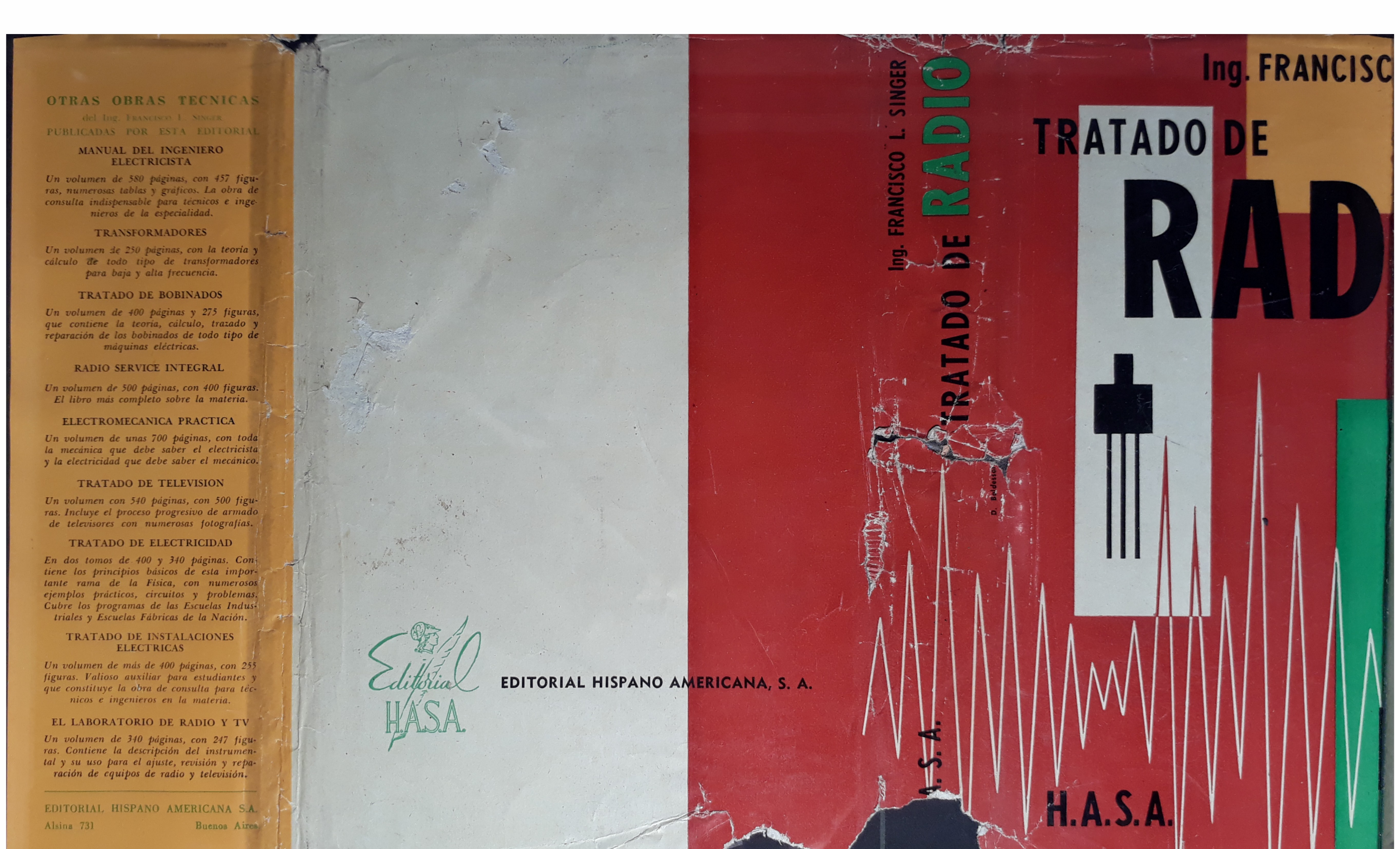
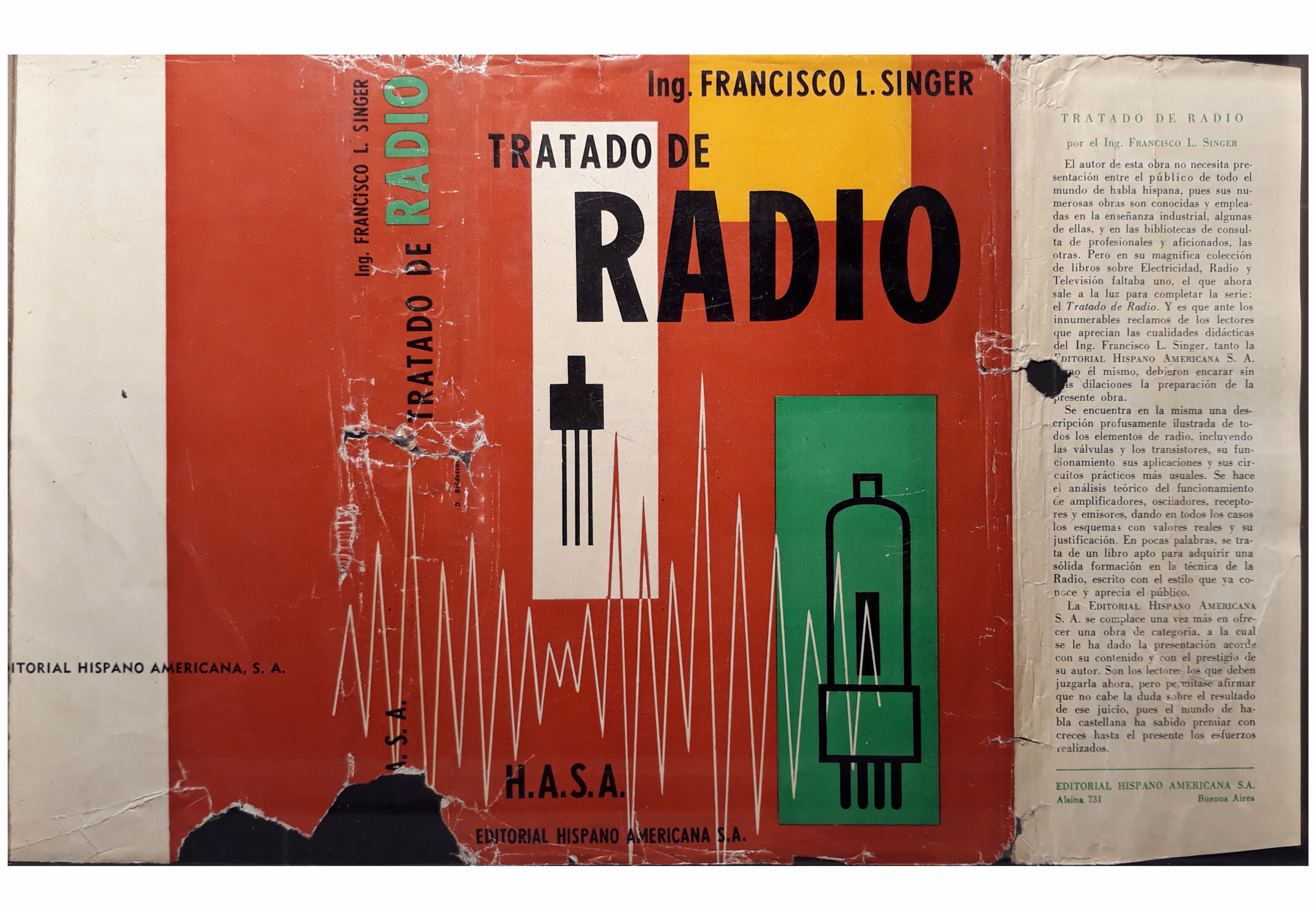
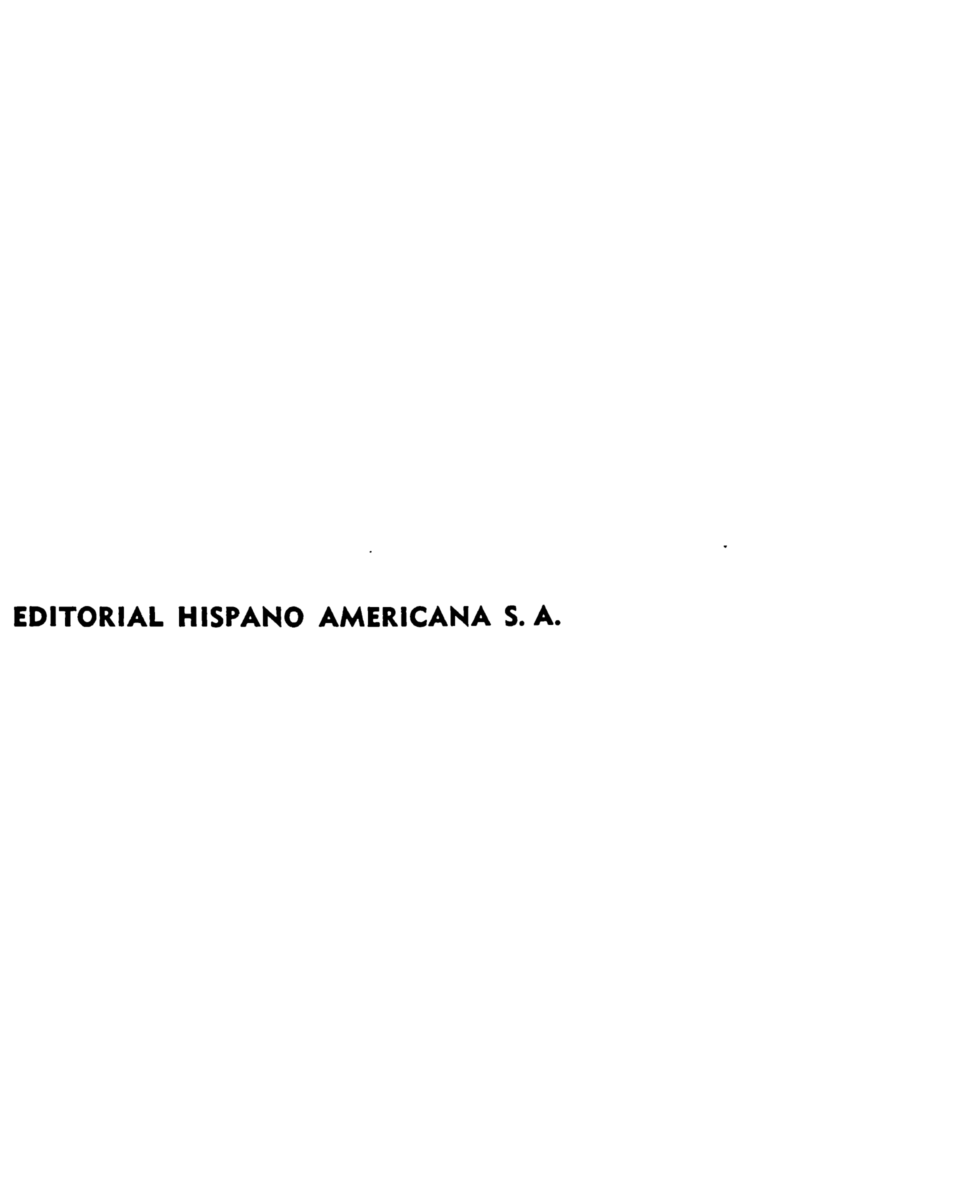

OTRAS OBRAS TECNICAS
del Ing. Francisco L. Singer
PUBLICADAS POR ESTA EDITORIAL
MANUAL DEL INGENIERO ELECTRICISTA
Un volumen de 580 páginas, con 457 figuras, numerosas tablas y gráficos. La obra de consulta indispensable para técnicos e ingenieros de la especialidad.
TRANSFORMADORES
Un volumen de 250 páginas, con la teoría y cálculo de todo tipo de transformadores para baja y alta frecuencia.
TRATADO DE BOBINADOS
Un volumen de 400 páginas y 275 figuras, que contiene la teoría, cálculo, trazado y reparación de los bobinados de todo tipo de máquinas eléctricas.
RADIO SERVICE INTEGRAL
Un volumen de 500 páginas, con 400 figuras. El libro más completo sobre la materia.
ELECTROMECANICA PRACTICA
Un volumen de unas 700 páginas, con toda la mecánica que debe saber el electricista y la electricidad que debe saber el mecánico.
TRATADO DE TELEVISION
Un volumen con 540 páginas, con 500 figuras. Incluye el proceso progresivo de armado de televisores con numerosas fotografías.
TRATADO DE ELECTRICIDAD
En dos tomos de 400 y 340 páginas. Contiene los principios básicos de esta importante rama de la Física, con numerosos ejemplos prácticos, circuitos y problemas. Cubre los programas de las Escuelas Industriales y Escuelas Fábricas de la Nación.
TRATADO DE INSTALACIONES ELECTRICAS
Un volumen de más de 400 páginas, con 255 figuras. Valioso auxiliar para estudiantes y que constituye la obra de consulta para técnicos e ingenieros en la materia.
EL LABORATORIO DE RADIO Y TV
Un volumen de 340 páginas, con 247 figuras. Contiene la descripción del instrumental y su uso para el ajuste, revisión y reparación de equipos de radio y televisión.
EDITORIAL HISPANO AMERICANA S.A.
Alsina 731 Buenos Aires
Editorial H.A.S.A.
EDITORIAL HISPANO AMERICANA, S. A.
Ing. FRANCISCO L. SINGER
TRATADO DE RADIO
H. A. S. A.
Ing. FRANCISC
TRATADO DE
RAD
H.A.S.A.
EDITORIAL HISPANO AMERICANA S.A.


Ing. FRANCISCO L. SINGER
TRATADO DE
RADIO
H.A.S.A.
EDITORIAL HISPANO AMERICANA S.A.
Ing. FRANCISCO L. SINGER
TRATADO DE RADIO
H.A.S.A.
D. Baldessari
ITORIAL HISPANO AMERICANA, S. A.
TRATADO DE RADIO
por el Ing. FRANCISCO L. SINGER
El autor de esta obra no necesita presentación entre el público de todo el mundo de habla hispana, pues sus numerosas obras son conocidas y empleadas en la enseñanza industrial, algunas de ellas, y en las bibliotecas de consulta de profesionales y aficionados, las otras. Pero en su magnífica colección de libros sobre Electricidad, Radio y Televisión faltaba uno, el que ahora sale a la luz para completar la serie: el *Tratado de Radio*. Y es que ante los innumerables reclamos de los lectores que aprecian las cualidades didácticas del Ing. Francisco L. Singer, tanto la DITORIAL HISPANO AMERICANA S. A. mo él mismo, debieron encarar sin s dilaciones la preparación de la presente obra.
Se encuentra en la misma una descripción profusamente ilustrada de todos los elementos de radio, incluyendo las válvulas y los transistores, su funcionamiento, sus aplicaciones y sus circuitos prácticos más usuales. Se hace el análisis teórico del funcionamiento de amplificadores, osciladores, receptores y emisores, dando en todos los casos los esquemas con valores reales y su justificación. En pocas palabras, se trata de un libro apto para adquirir una sólida formación en la técnica de la Radio, escrito con el estilo que ya conoce y aprecia el público.
La EDITORIAL HISPANO AMERICANA S. A. se complace una vez más en ofrecer una obra de categoría, a la cual se le ha dado la presentación acorde con su contenido y con el prestigio de su autor. Son los lectores los que deben juzgarla ahora, pero permítase afirmar que no cabe la duda sobre el resultado de ese juicio, pues el mundo de habla castellana ha sabido premiar con creces hasta el presente los esfuerzos realizados.
EDITORIAL HISPANO AMERICANA S.A.
Alsina 731
Buenos Aires

Ing. FRANCISCO L. SINGER

TRATADO DE RADIO


EDITORIAL HISPANO AMERICANA S. A.



TRATADO DE RADIO

FRANCISCO L. SINGER

INGENIERO MECANICO Y ELECTRICISTA

TRATADO DE RADIO

CON 450 GRABADOS



EDITORIAL HISPANO AMERICANA S.A.

ALSINA 731 BUENOS AIRES

Queda hecho el depósito que marca la ley Nº 11.723

Alsina 731 — Buenos Aires — 1960

Impreso en Argentina *Printed in Argentine*

PROLOGO

El descubrimiento y estudio posterior de las ondas electromagnéticas, a las cuales quedan ligados los nombres de Hertz, Marconi, Maxwell y otros, hizo desprender de la Electrotecnia uno de sus capítulos, el de las corrientes alternas de alta frecuencia. Posteriormente se incorporó a la nueva rama de tal ciencia la emisión electrónica de los metales incandescentes; los dispositivos que la aprovechan pronto se adueñaron del campo, tomaron el nombre de válvulas y formaron asimismo un capítulo importante. Sería obvio destacar la revolución que se operó en el estudio de la electrónica con el advenimiento del transistor, que ya tiene también su capítulo aparte.

En el ínterin se desprendieron del tronco madre algunas ramas que cobrarían por la fuerza de los hechos importancia tal, que han formado casi una ciencia independiente; nos referimos a la Televisión, y en cierto modo a la Electrónica Industrial, a las Microondas, etc. El análisis actual de la situación crea problemas de subdivisión y agrupamiento de temas por sus diferentes afinidades teóricas o por la diversidad de sus aplicaciones.

Hemos preferido denominar Radio a la parte que se abarca en esta obra, ondas, válvulas, transistores y aplicaciones de todos ellos para la producción, emisión y recepción de señales destinadas a las comunicaciones y esparcimiento, por ser tal la tendencia moderna. La rama Televisión ya ha sido encarada en otra obra del que escribe y queda en deuda el resto. De este modo hacemos coincidir la subdivisión de la Electrónica que se ha adoptado con la que se aplica en la enseñanza oficial.

La amplitud dada al temario, el nivel matemático del desarrollo y la abundancia de gráficos, esquemas y dibujos se han hecho respondiendo al criterio ya empleado en los Tratados de Electricidad y de Televisión, obras del que escribe, que pueden considerarse tomos conexos con el presente. Expuesta la intención, resta aguardar el juicio del público lector que hasta ahora ha compensado con creces el esfuerzo del autor con la amable acogida dispensada a sus obras.

EL AUTOR.

CAPITULO I

ELEMENTOS DE CIRCUITO

Con el nombre genérico de elementos de circuito designamos, por comodalidad, a los resistores, capacitores, inductores y accesorios auxiliares de comando, soporte o conexión. Excluímos deliberadamente a las válvulas y semiconductores para estudiarlos aparte, por su importancia y por la extensión del tema que les compete. La simple observación de un equipo radioeléctrico permitirá apreciar la gran cantidad de elementos de circuito que contiene, y como la elección de cada uno debe hacerse atendiendo a un criterio técnico, debemos describirlos detalladamente destacando sus características, condiciones de funcionamiento y normas electivas.

RESISTORES

La materia básica utilizada para la construcción de los resistores empleados en los equipos de radio es el carbón, o el alambre metálico, dependiendo la elección de la potencia puesta en juego.

Otros materiales de uso menos común, carecen de importancia como para hacer mención especial. Desde el momento que la corriente eléctrica pasa por los conductores desarrolla una cierta cantidad de calor, que según la ley de Joule, es proporcional a la potencia eléctrica y al tiempo en que ésta actúa, o dicho en otras palabras, la cantidad de calor es igual a:

$$Q = 0{,}24\ I^2\ R\ t$$

expresión en la cual, I es la intensidad de corriente en Amper, R es la resistencia del conductor o elemento expresada en Ohm, t el tiempo en segundos, y 0,24 es el factor de conversión de unidades, mediante el cual Q se obtiene en gramocalorías. Como al cabo de cierto tiempo de estar conectado un resistor, se consigue el equilibrio térmico, es decir, que la cantidad de calor producida se irradia totalmente, para dimensionar el resistor puede tomarse en cuenta la potencia eléctrica que en él se transforma en calor. Esta potencia vale:

$$W = I^2\ R$$

es decir, es igual al producto de la resistencia del resistor por el cuadrado de la intensidad que lo recorre. De acuerdo al valor de W, debe ser diseñado el resistor. Para valores inferiores a 2 Watt, se los construye de carbón y para valores superiores, de alambre metálico, generalmente de aleaciones de hierro-níquel, o cobre-níquel, etc. (niquelina, manganina, rheotán, constantán, nicrom, etc.). Así, encontramos resistores de grafito para potencias de disipación de: $1/4$, $1/2$ 1 y 2 Watt y resistores de alambre para disipación de 5, 10, 25, 50, 75 Watt, etc.

Para elegir el tipo adecuado, se calcula la potencia puesta en juego mediante la fórmula anterior y se elige el valor inmediatamente superior de la lista. Por ejemplo, si un resistor de 15.000 Ohm está recorrido por 10 miliamper, la potencia será: $0{,}01 \times 0{,}01 \times 15.000$: 1,5 Watt, correspondiendo utilizar un resistor de carbón de 2 Watt de disipación.

Resistores de composición

Los resistores llamados de carbón están constituídos por una masa de polvo de grafito con un cemento aglutinante. El grafito es conductor, y se dosifica su cantidad en el aglutinante, lo que da la mayor o menor conductibilidad a la corriente eléctrica. De modo que en la fábrica proporcionan en la masa líquida tanto menos polvo de grafito cuanto mayor sea el valor del resistor que se desea construir. Al enfriarse en un molde cilíndrico queda formado el resistor de forma de barra redonda, con dos alambres en los extremos para conectarlo al circuito.

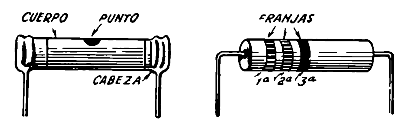


FIG 1. — Aspecto constructivo de las resistencias de carbón.

El aspecto típico de los resistores de carbón puede verse en la fig. 1, variando poco de forma para las distintas marcas de plaza, pero su tamaño depende de la cifra de potencia mencionada. El valor óhmico de resistencia, se grababa primitivamente en el cuerpo del resistor, o en una franja de papel que lo envolvía, pero al calentarse se borraban los números, por lo que se adoptó un código de colores para conocerlos. Así, se pinta el cuerpo, un extremo y un punto en el centro del primero, en colores, que se interpretan de acuerdo a la tabla 1, leyendo los números en el orden en que aparecen en las columnas de la tabla. Por ejemplo, un resistor de carbón cuyo cuerpo es verde, extremo negro y punto rojo, tiene un valor de 5000 Ohm. Algunos tipos tienen tres franjas de color en lugar de lo dicho antes, tomándose entonces la franja cercana al extremo como color del cuerpo, la franja central como color de la cabeza y la tercera como color del punto.

TABLA I

Código de colores para resistores de composición

Color	*En el cuerpo 1º franja*	*En la cabeza o 2º franja*	*En el punto o 3º franja*
Negro	0	0	ningún cero
Marrón	1	1	0
Rojo	2	2	00
Naranja	3	3	000
Amarillo	4	4	0000
Verde	5	5	00000
Celeste	6	6	000000
Violeta	7	7	0000000
Gris	8	8	00000000
Blanco	9	9	000000000

Tolerancias

Los valores de resistencia de los resistores de carbón o composición antes mencionados están sujetos a diferencias por el tipo de proceso de fabricación. Por tal motivo se suelen clasificar en categorías, de acuerdo con la precisión en los valores marcados. La forma de hacer esa indicación es mediante una cuarta franja, que con su color expresa el por ciento de tolerancia en el valor real de resistencia con respecto al valor marcado mediante el código de colores. Las cifras usuales son:

Franja oro .... tolerancia 5 %
Franja plata .... tolerancia 10 %

entendiéndose que cuando no hay ninguna de esas franjas especiales, la tolerancia es del 20 %. En los circuitos de radio suelen emplearse resis-

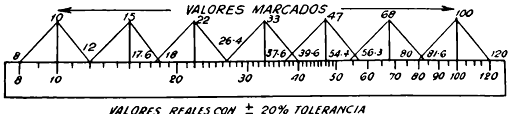


Fig. 2. — Valores típicos de resistencia para resistores de composición.

tores del 20 % porque generalmente ello no representa un inconveniente. Cuando se requieren valores más precisos, se indica expresamente, y entonces se recurre a los de mayor precisión.

La construcción de resistores de composición con 20 % de tolerancia en sus valores ha planteado una curiosa situación, porque en tal caso no valía la pena marcarlos con cifras exactas cuando se podía reducir su variedad. Si se hace un gráfico como el que vemos en la figura 2, en el

que en la escala logarítmica se representan los valores óhmicos de los resistores, tanto en unidades, como en series subsiguientes de valores crecientes agregando cada vez un cero a los números allí expresados, y trazamos para ciertos valores característicos dos rectas inclinadas que abarquen a ambos lados la tolerancia del 20 %, veremos que cubrimos toda la escala entre 1 y 10, o entre 10 y 100, etc. Los valores indicados en la parte superior del gráfico son los que han adoptado la mayoría de los fabricantes de resistores de composición. Por ejemplo, son comunes los resistores de 47.000 Ohm, en lugar de los de 50.000, y así siguiendo.

Resistores de alambre

La figura 3, ilustra sobre la forma corriente de resistores de alambre del tipo de 5 Watt, con el alambre arrollado en simple espiral, y cuyas bridas terminales son corredizas para ajustar el valor de la resistencia al deseado. El tubo central suele ser de vidrio o porcelana y los terminales de hojalata o cobre estañado.

La figura 4 muestra el tipo de alambre de 10 Watt, con arrollado en doble espiral, es decir, el alambre está bobinado sobre una forma cilíndrica delgada que puede retirarse luego, o dejarse, en cuyo caso ésta es

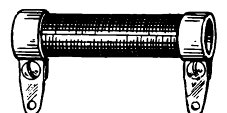


FIG. 3. — Resistor de alambre de 5 W. de disipación.

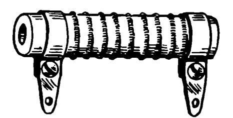


FIG. 4. — Resistor de alambre de 10 W. de disipación.

de amianto. La resistencia así formada se arrolla a su vez sobre la forma de porcelana u otro material, sujetándose sus extremos con las bridas terminales.

Los tipos para 25 Watt o más, son similares, pero de mayores dimensiones, teniendo todos ellos sus bridas corredizas para ajustar el valor óhmico al necesario.

Un caso particular de resistores de alambre, lo constituyen los que se deben conectar en serie con los filamentos de las válvulas, en receptores para corriente continua o ambas corrientes, los que se colocan arrollados en el cordón de alimentación, convenientemente rodeados de amianto. En tal caso, la longitud del cable no puede ser arbitraria, como en los casos generales, sino que debe ser tal, que el valor óhmico de la resistencia que lleva consigo sea el que corresponda al circuito (sobre este tema se volverá más adelante). El cable tendrá así tres terminales en cada extremo, en lugar de los dos de práctica.

El valor de resistencia de los resistores de alambre está grabado en el cuerpo de los mismos con pintura especial, o se estampa en una de sus bridas. Mediante bridas auxiliares pueden tomarse todas las derivaciones que se deseen, pero hay que hacer notar que aquellas cortocircuitan algunas espiras de la resistencia, por lo que se reducirá su valor. Esta circunstancia debe tenerse en cuenta, y verificar el grandor óhmico de cada sección con un óhmetro. Para apreciar rápidamente el valor de la resistencia entre dos bridas, que no estén ubicadas en el extremo, se cuentan las espiras totales que tienen la resistencia de alambre (sean N) y sea R, el valor total en Ohm de ésta. Si se desea tener un valor r, se deben abarcar:

$$n = \frac{N\ r}{R}$$

espiras entre las bridas terminales. Este cálculo es aproximado, y de ser posible debe verificarse con un óhmetro.

Resistores variables. Reóstatos y potenciómetros

Cuando la variación de resistencia en un circuito debe poder hacerse en cualquier momento, con fines de regulación u otros cualesquiera, se construyen en forma de reóstatos cuyos terminales extremos son fijos y el contacto central es corredizo.

En los reóstatos de alambre, casi siempre de forma circular (para usos especiales son longitudinales), el patín de contacto resbala sobre la espiral, haciendo presión sobre ella. El giro del contacto central se consigue con un eje, fijo al mismo, que lleva en su extremo una perilla para facilitar la maniobra, que se hace generalmente a mano. Al rotar el eje, varía la porción de resistencia comprendida entre cada extremo y el contacto móvil, pudiendo utilizarse, según el caso, solamente una parte del reóstato, entre un extremo y el borne central. Se los construye con eje aislado, o sin aislar, entendiéndose que los primeros tienen el patín sin conexión eléctrica con el eje o la caja exterior del reóstato, estando unido únicamente al terminal exterior. Los segundos, en cambio, tienen el contacto móvil conectado a masa.

Hay reóstatos o potenciómetros que tienen adosado un interruptor simple o doble en la parte posterior de la caja, el cual se maniobra con una palanca adicional que tiene el eje que mueve el mecanismo del interruptor en su movimiento inicial, al separarse de uno de los extremos. La figura 5, muestra dos potenciómetros, uno con interruptor (derecha) y otro sin él. Como se ve, tienen tres terminales exteriores, siendo el central el correspondiente al patín de contacto móvil. Los dos terminales posteriores de la derecha, son los del interruptor.

Los reóstatos se construyen también de carbón, material que se aplica sobre una corona circular aislante, sobre la que desliza un contacto elástico. La figura 6 muestra uno de los tipos corrientes, en el que se advierte que el terminal central está constituído por una espiral, y el patín es una serie de cintas de bronce duro. Un tope fijo impide que se gire el eje

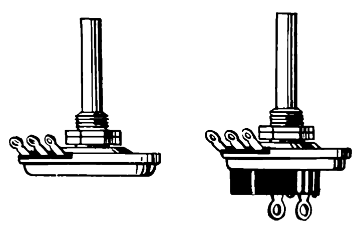


Fig. 5. — Tipos de potenciómetro con y sin interruptor.

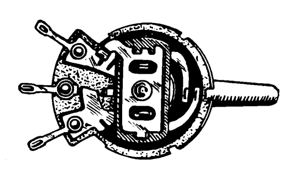


Fig. 6. — Vista interna de un potenciómetro de carbón.

en un ángulo mayor que el conveniente, para evitar el deterioro del patín. A tal efecto, el extremo del eje está provisto de una palanca acodada que pega en el tope, no permitiendo que siga girando. Otros modelos incorporan un sistema de contacto móvil indirecto, a fin de evitar el desgaste de la película de grafito. El patín en ellos se desliza sobre una cinta elástica separada de la corona, y que se apoya fuertemente sobre ella solamente en el lugar en que se detiene el patín. Para hacer silenciosa la maniobra, el patín es de material blando (fieltro, etc.), y la cinta está conectada al borne central, pudiendo ser aislada o no del eje.

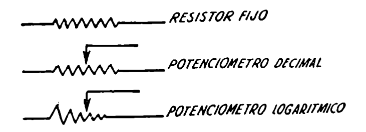


Fig. 7. — Símbolos de resistores fijos y variables.

La figura 7 muestra los símbolos con que se representan los resistores en los circuitos.

El ángulo de giro de la mayoría de los potenciómetros modernos es de 330°, y la variación de resistencia que presentan para fracciones del ángulo total puede ser de dos tipos: lineal y logarítmica. A fin de ilustrar mejor sobre este detalle, la figura 8 da a ver los dos tipos de variación. En el lineal, a mitad del ángulo total de giro tenemos la mitad de la resistencia total, punto A. En el logarítmico, a mitad del ángulo total sólo tenemos un 8,4 % de resistencia, mientras que la mitad de la misma se encuentra para un ángulo de giro de 300°, es decir un 90 % (puntos D y B, respectivamente). La razón de la adopción de la variación logarítmica de resistencia se encuentra en la teoría de los amplificadores, pues la ganancia de una etapa sigue una ley logarítmica.

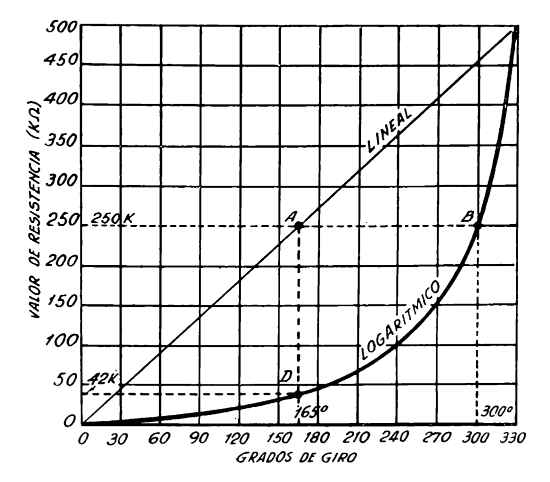


FIG. 8. — Variación de resistencia con el giro en potenciómetros lineales y logarítmicos.

CAPACITORES

La primera clasificación que corresponde hacer en los capacitores empleados en radio, es la referente al material con que se construyen. Así, tenemos los de mica, de cerámica, de papel, los electrolíticos, y los que no tienen ninguna substancia especial como dieléctrico, sino que el espacio entre las placas está ocupado por el aire. Luego, puede separárselos en fijos y variables, siendo estos últimos únicamente del tipo a dieléctrico de aire o de mica. Otra forma de clasificarlos es el campo de aplicación para la función que deben desempeñar. La frecuencia de la corriente en el circuito que incorpora al capacitor, es el principal factor que decide la elección, pudiendo estipularse, en líneas generales, las siguientes normas:

Frecuencias entre 0 y 10 Kc./seg., se utilizarán electrolíticos.

Frecuencias entre 0 y 1.000 Kc./seg., se usan capacitores de papel.

Frecuencias entre 1 y 100.000 Kc./seg., se usan de mica o de cerámica.

Frecuencias superiores a 100.000 Kc./seg., se usan a dieléctrico de aire o de cerámica.

Como se ve, hay superposición entre los campos de aplicación de algunos tipos, por lo que la decisión definitiva está regida por otras condiciones que deben cumplirse. Así, para fuentes de alimentación, los capacitores de filtro deben tener gran capacidad, y los únicos que la poseen, dentro de un tamaño y costo reducidos, son los electrolíticos, pero necesitan tensión continua de excitación, de modo que no se los puede utilizar en corriente alternada aunque su frecuencia sea baja.

En los capacitores hay dos cifras de interés: la capacidad y la tensión útil de trabajo. La capacidad está regida por la superficie de las placas y por el dieléctrico en calidad y espesor. Generalmente se da la capacidad en μF. (microfarad) El dieléctrico soporta cierta tensión entre placas, sobrepasada la cual se produce una descarga en forma de chispa. Los fabricantes suelen indicar en el capacitor el valor de la tensión de trabajo o de la de prueba, en la siguiente forma, según la fábrica de origen, y suponiendo que se está indicando una tensión de trabajo de 350 Volt y de prueba de 500 Volt.

350 V.D.C.	350 W.V.	350 V.D.L.
500 V.D.P.	500 T.V.	500 V.D.P.

Y así siguiendo, según las iniciales de las frases: Volt de trabajo y Volt de prueba en el idioma de origen. Debe respetarse cuidadosamente la cifra indicada, a efectos de protejer al capacitor contra descargas.

Capacitores de mica y cerámica

Están formados por varias capas metálicas de bronce, cobre estañado u otros metales, colocadas alternadas y separadas por capas de mica, tal como se ve en la figura 9. Las placas de igual polaridad se unen entre sí con el terminal exterior, resultando la capacidad total del capacitor igual a:

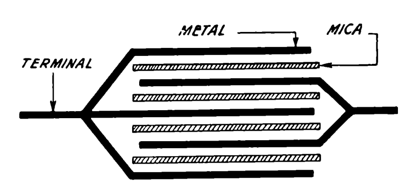


FIG. 9. — Corte esquemático de un capacitor de mica.

$$C = \frac{1{,}1\ k\ S\ N}{4 \times 3{,}14\ e\ 1000000}$$

siendo k, la constante dieléctrica de la mica que vale 5; S la superficie útil de cada placa, en centímetros cuadrados, N el número de capas de mica interpuestas; e el espesor de cada capa de mica en centímetros; la capacidad C se obtiene en microfarad. Puede simplificarse la expresión anterior en la siguiente forma:

$$C = \frac{0{,}44\ S\ N}{1000000\ e}$$

donde las letras tienen el mismo valor que en la anterior.

Los de cerámica son el producto de un proceso industrial más moderno, en los cuales se deposita el dieléctrico sobre las caras metálicas antes de su solidificación. Por tener mejor constante dieléctrica y más alta tensión de ruptura, estos capacitores son de menor tamaño que los de mica para igual capacidad, y de menor sensibilidad a las condiciones climáticas.

El valor de la capacidad de los capacitores de mica se suele estampar en la cara exterior del recubrimiento del mismo, que en la mayoría de los tipos es de bakelita. Otros modelos tienen un código de colores simi-

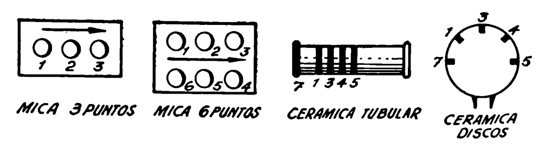


FIG. 10. — Identificación del código de colores para marcación de capacidad en capacitores de mica y de cerámica.

lar al de los resistores, como se puede ver en la figura 10, mediante tres círculos de color que se interpretan de acuerdo con la tabla II. El valor leído resulta en micro microfarad, por lo que para tenerlo en microfarad debe dividirse por 1.000.000.

Para los de cerámica, tanto los de forma tubular como los lenticulares, se emplea la misma figura 10 y tabla II, con las salvedades allí indicadas.

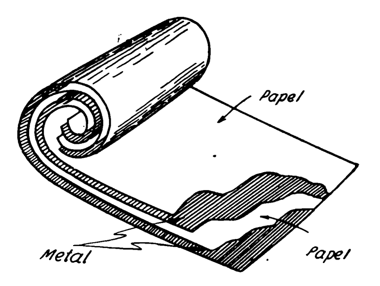


FIG. 11. — Forma de construir un capacitor de papel.

TABLA II

Código de colores para capacitores de mica y cerámica

Color	*VALOR DEL*			*Coeficiente Punto 4*	*Tolerancia Punto 5*	*Tensión Punto 6*
	Punto 1	*Punto 2*	*Punto 3*			
Negro	0	0	ning. cero	—	20 %	—
Marrón	1	1	0	—	—	—
Rojo	2	2	00	—	2 %	—
Anaranjado	3	3	000	—	3 %	—
Amarillo	4	4	0000	—	—	—
Verde	5	5	00000	—	5 %	—
Azul	6	6	000000	—	—	—
Oro (1)	—	—	—	0,1	5 %	2000 V.
Plata (2)	—	—	—	0,01	10 %	1000 V.
Ningún color	—	—	—	—	20 %	500 V.

Nota: Para los de cerámica es: (1) blanco, y (2) gris; el punto 7 indica el coeficiente de temperatura.

Capacitores de papel

Están formados por cintas de papel de estaño como armaduras, y papel parafinado como dieléctrico, arrollando el conjunto sobre sí mismo. La figura 11 muestra la forma de disponer los elementos y los puntos de donde se toman los terminales.

Los capacitores construídos de esa manera tenían características inductivas, por lo que actualmente se fabrican los tipos denominados *no inductivos*, en los cuales cada armadura sobresale hacia un lado del papel parafinado, y una vez arrollado, se estrangula para formar el terminal en cada extremo del cilindro. La armadura que resulta colocada exteriormente a la otra oficia de blindaje, por lo que debe conectarse a masa o a la polaridad más negativa. Como el capacitor se envuelve en cartulina, se le coloca una marca para reconocer el terminal que corresponde a masa. La figura 12 muestra el aspecto exterior de un capacitor de papel con una franja oscura en un extremo para el fin mencionado (la franja indica el terminal "masa"). Los valores de la capacidad aparecen impresos en la envoltura exterior. Se los construye en forma tubular para valores desde 0,001 hasta 1 microfarad, y para capacidades mayores son aplanados de sección oval.

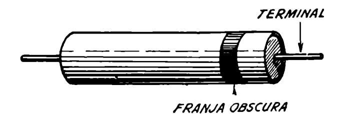


FIG. 12. — Vista de un capacitor de papel.

Tienen el inconveniente de que en altas frecuencias, sus pérdidas son grandes, por lo que su utilización está restringida.

La constante dieléctrica de papel parafinado vale 3,7 por lo que la capacidad de un capacitor de papel será:

$$C = \frac{0{,}32\ S}{1000000\ c}$$

Donde S es la superficie útil de cada armadura en centímetros cuadrados y e el espesor del papel dieléctrico en centímetros. La capacidad se da en microfarad.

Capacitores electrolíticos

Una de las armaduras es metálica y la otra es un líquido. La primera se denomina *ánodo* y de su superficie de contacto con la segunda depende la capacidad del capacitor, por lo que se trata de aumentar en el mayor grado posible, sin agrandar el tamaño. A tal efecto, la forma de la armadura positiva tuvo originariamente algunas de las formas que se ven en la figura 13, y está colocada dentro de una cápsula, generalmente cilíndrica, que se llena con el líquido catódico. Al aplicar una tensión con-

tinua entre las armaduras, es decir, entre el ánodo central y la envoltura exterior, que está en permanente contacto con el electrolito (que es la armadura líquida), circulará una corriente que disociará a este último, y se formará sobre el ánodo una delgada película aislante. Como la capacidad del capacitor es inversamente proporcional al espesor del dieléctrico, y éste está constituído por la película, de espesor sumamente reducido, resulta una gran capacidad.

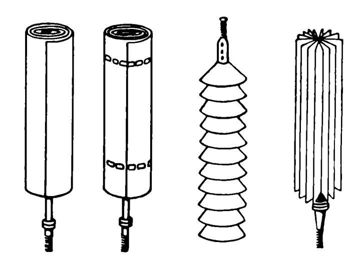


Fig. 13. — Formas comunes de las armaduras positivas de capacitores electrolíticos.

Debido al carácter polarizado de la conducción se debe respetar el signo de los respectivos electrodos. Además, si se aplica corriente alternada, el cambio constante de signo no permite la formación de la película dieléctrica, y el conjunto se comporta como una resistencia líquida y no como un capacitor; como la resistividad del electrolito es pequeña, seguramente se producirá el deterioro del aparato, aún con tensiones inferiores a la de régimen. Debe, pues, evitarse su conexión en corriente alternada, salvo el caso en que estén presentes ambas clases de corriente, como en los filtros de la fuente de alimentación y en los circuitos de polarización de audiofrecuencia, en que, si bien está presente una tensión alterna, ésta se superpone a la continua de régimen, que es la que forma la película dieléctrica.

El proceso de fabricación incluye uno de preformación de los ánodos, y otro de envejecimiento. En el primero, se sumergen los ánodos de alumi-

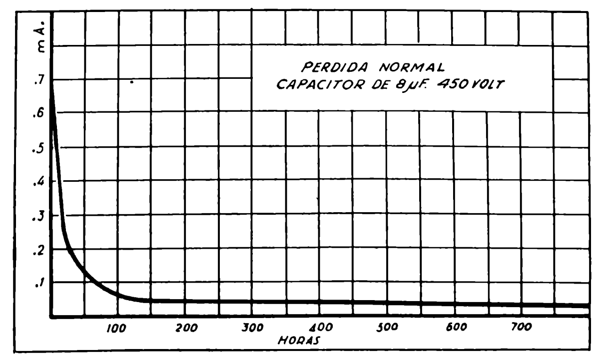


Fig. 14. — Gráfico de la corriente de fuga de un capacitor electrolítico.

nio en una solución de sodio amonio boratado con agregado de cierta cantidad de alcohol polihídrico (glicerina) hasta la formación de la capa superficial. Viene luego el armado del capacitor, llenándolo con el electrolito, similar al utilizado para la pre-formación, y el envejecimiento, que consiste en la conexión durante algunas horas a una tensión continua,

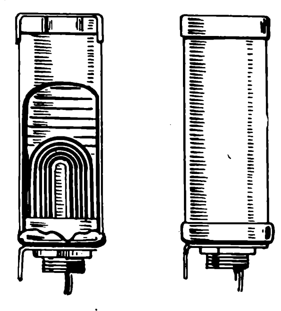


Fig. 15. — Corte y vista de un capacitor electrolítico.

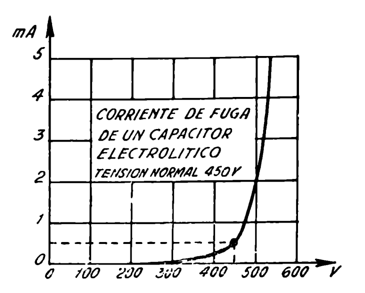


Fig. 16. — Gráfico de la corriente de fuga en función de la tensión.

hasta que la corriente de fuga caiga debajo de un valor pre-establecido. La figura 14 muestra esa corriente de fuga en la formación y en el uso normal del capacitor.

La figura 15 muestra una vista y un corte de un capacitor terminado, del tipo Philips-Microlyte. La tensión de trabajo debe mantenerse por debajo de la nominal especificada por la fábrica, pues en caso contrario se producen serios inconvenientes. En primer lugar, el espesor de la película depende de la tensión aplicada, de manera que si ésta aumenta, lo mismo sucederá con aquél, y se reducirá la capacidad. Puede citarse, a título informativo, que un capacitor que tiene 8 microfarad a 200 Volt, sólo tendrá 5 a 350 Volt.

En segundo lugar, la corriente de fuga que pasa a través del dieléctrico depende en grado sumo de la tensión aplicada entre sus armaduras, en la forma como puede verse en la figura 16, la que corresponde a un capacitor de 8 μF para tensión de trabajo de 450 Volt. A 500 Volt la corriente de fuga se hace 5 veces mayor, y pasando esa tensión, se rebasan los límites de trabajo, y el capacitor se deteriora.

Capacitores electrolíticos secos

La tendencia moderna es construir los capacitores electrolíticos del tipo denominado *seco*, que tienen las ventajas de poder trabajar en cualquier posición, ser más pequeños, y no formar la gran cantidad de gases

de la reacción. Se podría comparar la ventaja que presentan las pilas secas modernas con las antiguas pilas de vaso de cristal y electrolito líquido. Para diferenciarlos de los líquidos, estos capacitores se llaman secos, y el principio de actuación es el mismo.

En la construcción de los capacitores electrolíticos secos se emplean tiras de aluminio o metales similares, colocándolas separadas por una pasta o líquido embebido en una tela que oficiará de dieléctrico. En este aspecto son completamente similares a los capacitores de papel parafinado, tanto en la construcción como en el aspecto exterior. Los líquidos empleados son alcali-gliceros o glico-boratos, en solución de glicerina, etileno-glical o cualquier otro alcohol polihídrico dosado con una pequeña cantidad de agua. Para que sirvan de aglutinante se emplean coloides o gomas, que dan al conjunto un aspecto de pasta pegajosa de fácil adherencia a la tela o papel a embeber.

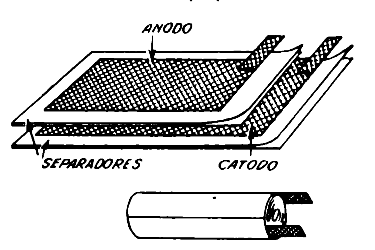


FIG. 17. — Construcción de un capacitor electrolítico seco.

La figura 17 da una idea de cómo se disponen los elementos para envolver las tiras metálicas y la tela impregnada. La cubierta exterior de estos capacitores puede ser de metal o de cartón encerado para impermeabilizarlo. Es común distinguir los de envoltura de metal con el nombre de semisecos, aunque además de la envoltura los semisecos se diferencian en que suelen no llevar tela, colocándose la pasta directamente entre las placas. Hoy día no hay una separación muy definida entre todos los tipos, pues cada fábrica adopta uno u otro sistema según sus patentes de construcción.

Una diferencia marcada entre estos capacitores y los de papel parafinado es la indicación exterior de la polaridad, puesto que como funcionan en forma similar a los líquidos, tienen un electrodo positivo y otro negativo; para reconocerlo exteriormente se marca en la cubierta de cartón una franja roja.

El proceso de formación de estos capacitores se cumple haciendo pasar la tira de aluminio arrollada en tambores por un baño electrolítico, hasta formación de una película básica, al mismo tiempo que se impregna la gasa o papel con el líquido . Se les somete también a un proceso de envejecimiento, en forma similar a los tipos líquidos o húmedos. La tendencia actual es emplear placas corrugadas a los efectos de aumentar la superficie de contacto con la pasta.

La capacidad de un capacitor electrolítico depende de la superficie de la placa positiva, lo que justifica que se la construya corrugada, y del espesor de la capa de óxido que se forma en ella. Esta capa de óxido es

la que oficia de dieléctrico, y como resulta de un espesor muy pequeño la capacidad es muy grande, mucho mayor que en los capacitores de papel de igual superficie de placas.

Como detalles de interés desde el punto de vista técnico, se pueden citar las características de funcionamiento que dan los fabricantes para cada tipo de capacitor. Así, la fábrica Mallory suministra los datos técnicos que citaremos a continuación.

Por ejemplo, la capacidad de estos capacitores depende de la temperatura, decreciendo con el aumento de ella. Otra influencia de la temperatura es la variación de la rigidez dieléctrica del capacitor. La figura 18 muestra el efecto de la temperatura de trabajo sobre el valor de la tensión de arco, o sea del valor de tensión que produce descargas disruptivas. Se ve que si se eleva la temperatura disminuye peligrosamente el límite de trabajo, puesto que al reducirse la tensión de arco hay que hacer trabajar al capacitor en tensiones menores para evitar esas descargas. La curva es válida para un capacitor de 8 microfarad para tensión normal de trabajo de 450 Volt que se especifica para 20°C; se ve que hasta los 30°C no hay ningún efecto nocivo, pero pasando los 40°C comienza a descender la tensión de arco, y llegando a los 80°C ya prácticamente no se puede emplear el capacitor en su circuito normal, pues a 450 Volt ya se produce descarga disruptiva.

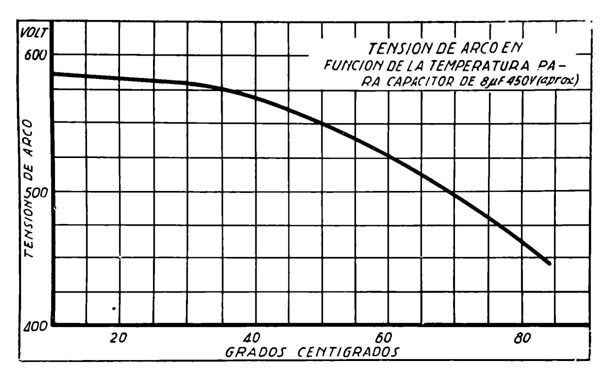


Fig. 18. — Influencia de la temperatura en los valores de la tensión de arco.

Con respecto a la tensión de trabajo, los fabricantes referidos especifican que ella se refiere a la continua aplicada normalmente y para trabajo continuado y dentro de los límites de temperatura citados anteriormente. Se especifica también la máxima tensión alterna que puede superponerse a esa tensión continua cuando se emplea el capacitor en circuitos de filtro.

Dado que los capacitores electrolíticos secos se basan en un dieléctrico a óxido metálico, la conducción de cargas eléctricas se hace en un sentido determinado, que se especifica en la polaridad del capacitor; si se invierten las conexiones se convierte el capacitor en una resistencia de bajo valor, que ocasionaría el paso de corrientes elevadas destruyéndolo rápidamente; si la conexión equivocada es de corta duración puede no ser perjudicial, pues no tiene tiempo de elevarse la temperatura de trabajo, que

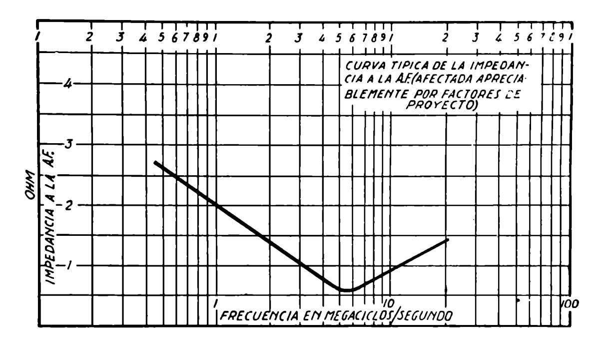


FIG. 19. — Impedancia de un capacitor electrolítico seco.

es el factor determinante de la destrucción. Actualmente se fabrican capacitores electrolíticos no polarizados, es decir que pueden conectarse en cualquier sentido, pero sólo sirven para corriente continua, no debiéndoselos conectar a circuitos de alternada o donde se halle superpuesta esta última.

Finalmente, citaremos la impedancia que presentan estos capacitores a las altas frecuencias. Este detalle es muy interesante, porque muchas veces se los utiliza en circuitos donde deben servir como paso a corrientes de alta frecuencia. La figura 19 da un gráfico donde se ve que la impedancia en Ohm depende de la frecuencia dada en las abscisas en Megaciclos por segundo. Lo curioso es que a frecuencias comprendidas entre 5 y 6 Mc/s el capacitor presenta impedancia mínima, del orden de 0,6 Ohm.

A los efectos de los cálculos, se suele representar a todas las pérdidas del capacitor como un resistor conectado en serie con el mismo. Esta resistencia involucra los efectos de la pérdida dieléctrica de la película de óxido, la resistencia de contacto, la resistencia del electrolito y la de aislación. En los capacitores comunes de 8 microfarad, esta resistencia tiene un valor que oscila entre 10 y 12 Ohm, variable con la vida del capacitor. Para determinarla, se mide la corriente de fuga total, y se calcula qué valor de resistencia produciría la misma absorción de potencia al ser recorrida por esa corriente. El resistor serie equivalente disminuye con la temperatura, siguiendo una ley parabólica.

Capacitores variables

Son capacitores en los cuales la armadura, o el juego de armaduras correspondiente a una misma polaridad, pueden desplazarse respecto de la otra o del otro juego, a efectos de variar la capacidad. El modelo denominado prácticamente *condensador variable* puede verse en la figura 20 (1),

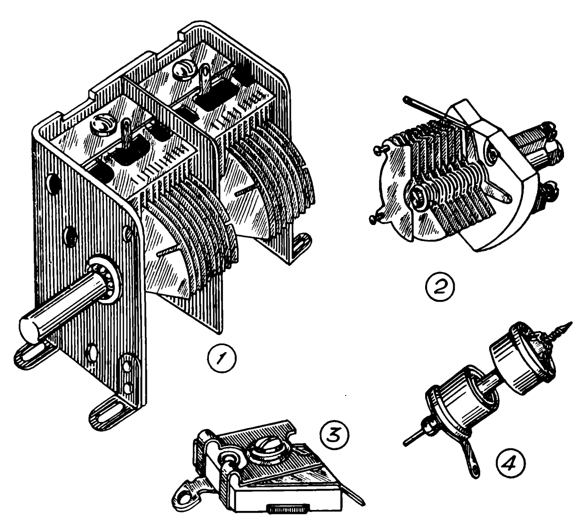


FIG. 20. — Aspecto de los capacitores variables más usados en radio.

y en él el desplazamiento relativo entre armaduras es de carácter circular, mediante rotación de las chapas móviles. El ilustrado consta de dos secciones en *tándem* y el eje mueve simultáneamente las chapas móviles de las dos secciones. Los hay de una, dos, tres y cuatro secciones, y la forma de las chapas debe corresponder a la ley de variación de capacidad que se desee. El material de que se construyen es generalmente bronce, o más comúnmente aluminio, siendo del mismo metal el armazón que sostiene a todas las piezas. Las chapas fijas están aisladas mediante piezas de soporte de pertinax, fibra, ebonita, porcelana, y, en los modelos para alta frecuencia, de isolantite u otros materiales especiales. Las chapas móviles tienen unos cortes que permiten acercar o alejar las aletas que se forman con ellos, a fin de modificar levemente la ley de variación de la capacidad, para corregir las diferencias entre las secciones que forman el *tándem:* El

dieléctrico de estos capacitores es el aire, por lo que resultan de capacidad reducida a pesar del tamaño relativamente grande, comparados con los otros tipos.

Otros capacitores variables cuya regulación no debe ser continua, se construyen con movimiento angular de la o de las chapas móviles. Se los designa comúnmente con el nombre de *trimer* o *pader*, y uno de los modelos está ilustrado en la figura 20 (3).

El movimiento se consigue mediante un tornillo que acerca o aleja la chapa móvil a la fija. El dieléctrico es generalmente mica, aunque los hay de aire, especialmente para frecuencias muy elevadas. La base de soporte es de pertinax, porcelana, o materias cerámicas especiales. Los *trimers* a dieléctrico de aire suelen tener movimiento rotatorio, en forma análoga a los capacitores variables y en la figura 20 (2) se puede ver uno de los modelos más comunes. Asimismo la figura 20 (4) muestra el aspecto de un trimer rotativo tipo *Philips*, con dieléctrico de aire.

Finalmente, se pueden citar los *neutralizadores*, que están formados por dos discos paralelos, uno de los cuales es fijo y el otro se acerca o aleja mediante un eje roscado. Son de cobre o bronce estañado, o niquelado, o de aluminio. El dieléctrico es aire y su capacidad es sumamente reducida. Se los emplea generalmente en transmisores, según veremos oportunamente.

BOBINAS O INDUCTORES

Se utilizan para aprovechar el fenómeno de autoinducción que se produce en todo arrollamiento, al variar la corriente que lo recorre. Se las puede clasificar en dos grandes grupos, según la frecuencia a que deben trabajar, en bobinas para alta o radiofrecuencia, y bobinas para baja o audiofrecuencia. Las segundas se utilizan en circuitos donde la frecuencia es menor de 20.000 ciclos por segundo, y las primeras, para frecuencias mayores. La razón de la separación estriba en el hecho de que como las pérdidas en los núcleos aumentan con la frecuencia (pérdidas por histéresis) y con el cuadrado de la frecuencia (corrientes de Foucault) para ciertos valores de ésta debe prescindirse del núcleo de hierro pese a las ventajas que éste podría reportar. Ultimamente se ha vencido en parte el inconveniente, al utilizarse núcleos de hierro pulverizado para las bobinas de radiofrecuencia. En general se designa con el nombre de bobinas a las de radiofrecuencia e inductores a las de audiofrecuencia.

Bobinas para R. F.

Sus formas constructivas difieren según las aplicaciones a que están destinadas. Las más comunes son las cilíndricas de una capa, las planas o multicapa y las nido de abeja (honey-comb). Otros tipos se construyen

cilíndricas con varias capas, o en forma de fondo de cesto, etc., pero son de aplicación menos frecuente.

La fig. 21 muestra la forma de las cilíndricas de una capa que se construyen arrollando el alambre sobre un tubo de material aislante (cartón prespan, ebonita, materiales cerámicos, etc.) a espiras juntas o espaciadas. Los valores característicos son la longitud del bobinado (l), el diámetro del alambre y el diámetro medio de la bobina (d y D, respectivamente) y el número de espiras N. El material utilizado para el alambre es generalmente el cobre desnudo, o aislado con seda, esmalte o algodón; en algunos casos se usa la plata. Para frecuencias no muy elevadas el alambre es macizo, pero al aumentar aquélla, el efecto pelicular hace inútil todo el material que no se halla en la periferia, por lo que se utiliza el conductor hueco, e invariablemente se suprime el tubo de soporte para evitar las pérdidas por conducción superficial del mismo.

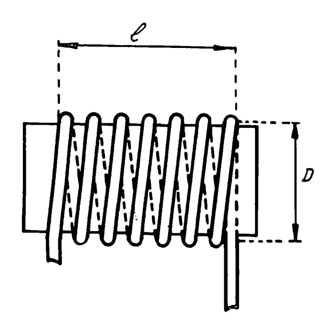


FIG. 21. — Vista esquemática de una bobina para R.F.

El valor del coeficiente de autoinducción de una bobina cilíndrica de una capa puede calcularse con la fórmula:

$$L = \frac{n^2 \, l^3 \, K}{1000}$$

en la que L, es el coeficiente de autoinducción en microhenry; n, es el número de espiras por centímetro de longitud, es decir es el número total

TABLA III

Valores del coeficiente K

$\frac{l}{D}$	K	$\frac{l}{D}$	K
0,01	3450	2	2
0,02	1508	3	0,96
0,04	645	4	0,55
0,06	388	5	0,36
0,08	268	6	0,25
0,1	200	7	0,19
0,2	78	8	0,15
0,4	29	9	0,12
0,6	15	10	0,09
0,8	10	20	0,02
1	6,8	50	0,004

de espiras N, dividido por la longitud del bobinado l, dado en centímetros; K es un coeficiente de corrección que se encuentra en los manuales, y que tomamos de Montú. Su valor está dado en función de la relación l/D entre la longitud del devanado y el diámetro medio del mismo D en centímetros.

En la mayoría de los casos se conoce el valor de L, y se desea calcular el número de espiras que debe tener el devanado. En tal caso, se deduce de la fórmula anterior:

$$N = \sqrt{\frac{1000\ L}{l\ K}}$$

donde las letras significan lo mismo que en la fórmula anterior. El diámetro medio D, es igual a la suma del diámetro externo del tubo y el diámetro del alambre que se emplea, incluída la aislación, expresando todas las cantidades en centímetros.

La tabla anterior no es completa, y se inserta a título ilustrativo, debiendo el lector recurrir a los manuales especializados, o, para cálculos aproximados, se puede interpolar entre sus cifras.

Las bobinas planas tienen el aspecto dado en la figura 22, y se construyen cuando se desea tener alta inductancia. Para evitar el inconveniente que ocasionaría la elevada capacidad distribuída producida por las espiras encimadas, se utiliza la construcción denominada *honey-comb* (nido de abeja), que se devanan en la forma como se puede apreciar en la misma figura. Al cruzarse las espiras entre sí, se reduce en grado sumo la capacidad propia, sin disminuir en forma apreciable la inductancia. Los valores de la inductancia están especificados por la fábrica, generalmente en microhenry o en milihenry.

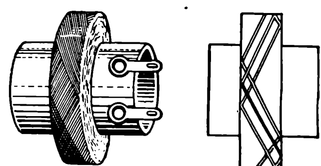


FIG. 22. — Bobina plana o multicapa y forma de realizar el bobinado nido de abeja.

En los circuitos de radio se suelen emplear las bobinas con dos devanados, uno primario y otro secundario, funcionando en tal caso como un verdadero transformador. Los dos bobinados están acoplados magnéticamente, y la corriente que recorre el primario produce un campo magnético que sigue las variaciones de la primera, y genera una f.e.m. en el secundario.

Las dos bobinas pueden ser iguales o distintas, presentándose casos en que una es cilíndrica de una capa y la otra plana en honey-comb.

Para evitar la influencia de campos magnéticos externos se colocan las bobinas de R.F. dentro de cápsulas de aluminio, que ofician de blindajes.

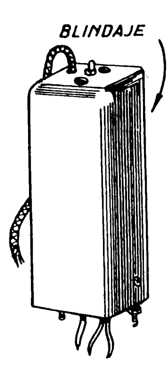


FIG. 23. — Vista de un transformador de R. F. con blindaje.

La figura 23 muestra el aspecto exterior de las mismas, en la que se ve cómo emergen los chicotes terminales por la parte inferior y por un orificio de la tapa.

Las bobinas planas *honey-comb* suelen utilizarse como filtros de pasabajos, en cuyo caso se las designa comúnmente con el nombre de *choques* de radiofrecuencia.

Núcleos de hierro para bobinas de R. F.

Hemos dicho que las pérdidas en el hierro aumentan con el cuadrado de la frecuencia, por cuyo motivo en los transformadores de audiofrecuencia se debía hacer el núcleo laminado para reducir la circulación de corrientes parásitas en la masa metálica. Si se piensa en las frecuencias tan elevadas que se utilizan en las R.F. parecería imposible emplear núcleos de hierro para transformadores e inductancias de R.F., pero la técnica moderna ha solucionado la cuestión con los núcleos de polvo de hierro.

Estos núcleos se hacen aglutinando polvo de hierro especial con cemento aislante a efecto de aislar entre sí los granos e impedir la circulación de corrientes parásitas. Algunos tipos de núcleos se hacen con óxido de hierro, en cuyo caso el comercio los designa *magnetite*. Para cada gama de frecuencias se emplea un material especial, utilizando moldeo a grandes presiones, mediante el cual los núcleos terminados presentan el aspecto de la figura 24, donde se ven diversos tipos.

Hay núcleos de hierro para alta frecuencia fijos y ajustables, según se quieran bobinas o transformadores de inductancia fija o variable. Los de inductancia variable se hacen roscados, de modo que al girarlos suben o bajan dentro del bobinado, variando la inductancia. La figura 25 muestra un transformador del tipo para frecuencia intermedia de los receptores superheterodinos, cuyo núcleo puede ajustarse a voluntad mediante un destornillador, cuya punta se introduce en la muesca que tiene el extremo roscado del núcleo.

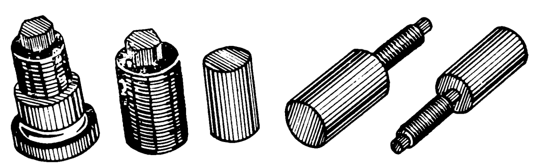


FIG. 24. — Núcleos de hierro para bobinas de R.F.

Es evidente que el núcleo de hierro aumenta las pérdidas de la bobina,

aunque aumente la inductancia; pero las bobinas de muchas espiras tienen mucha resistencia óhmica y se está en presencia de dos factores de equilibrio. Si la disminución porcentual de resistencia del bobinado por efecto de la reducción de espiras que tiene lugar cuando se emplea núcleo es mayor que el aumento porcentual de pérdidas en la bobina, se ha ganado con la colocación de dicho núcleo.

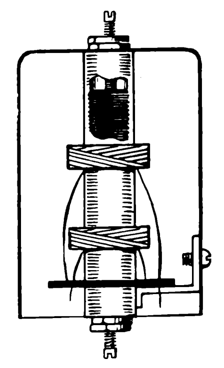


FIG. 25. — Corte esquemático de una bobina de R.F. con núcleos de hierro.

Efecto del blindaje en las bobinas

Al colocar la bobina dentro de una envoltura metálica, debe tenerse en cuenta que la misma, si bien está alejada del conductor que constituye la bobina misma, forma con él un capacitor, por quedar cerca dos superficies metálicas. La interacción entre la bobina y la chapa metálica del blindaje se traduce en una reducción de la inductancia efectiva, reducción que depende de la relación de diámetros de la bobina y del blindaje y de la longitud de la bobina, pues es evidente que para las largas el efecto será más marcado.

El cálculo de la inductancia de la bobina lo sabemos hacer, y falta ver en cuánto se reduce esa inductancia. Para evitar planteos matemáticos

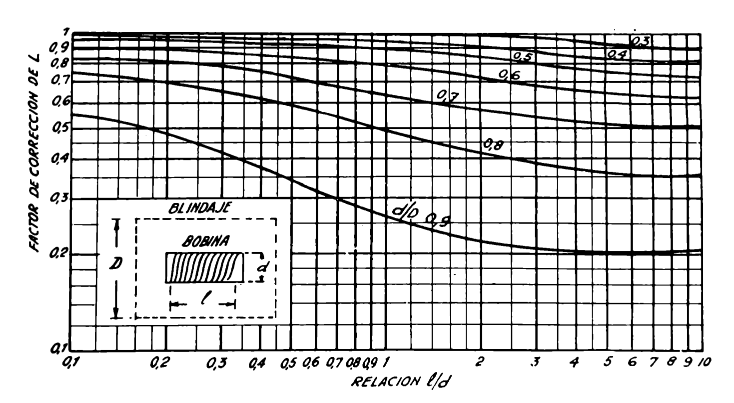


FIG. 26. — Reducción de la inductancia por efecto del blindaje.

que hacen solo al detalle de la cuestión, ofrecemos un gráfico que da directamente el factor por el cual debe multiplicarse a la inductancia de la bobina, sin blindaje, al colocarle éste. Ese coeficiente es, lógicamente, menor

que la unidad, y se obtiene en función de las relaciones de dimensiones indicadas en la figura 26, tomadas todas en centímetros.

Por ejemplo, si tenemos una bobina que tiene un diámetro de 3,5 cm y una longitud de 7 cm, y la colocamos dentro de un blindaje de 5 cm de diámetro, veamos cuál es la reducción de inductancia que ocurre. La relación l/d vale 2 y la d/D vale 0,7, luego entramos a la quinta curva de la figura 26 y subiendo desde la abscisa 2 encontramos el factor 0,56. Esto quiere decir que la inductancia de la bobina debe ser multiplicada por 0,56, o sea que se reduce en un 44 %. Evidentemente el blindaje tiene poco diámetro y debe ser aumentado.

Alambre para bobinas. Efecto pelicular

La circulación de corriente alternada por los conductores se produce en la misma forma que la continua mientras la frecuencia sea baja. Al aumentar ésta, comienzan a ocurrir fenómenos electromagnéticos, pues las venas o filetes de electrones están sometidos a fuerzas de repulsión entre sí que los desplazan hacia la periferia del conductor. Se llega, para frecuencias muy altas, a que la corriente sólo circula por una capa superficial. Para frecuencias muy altas se recurre a utilizar tubos huecos en lugar de alambres

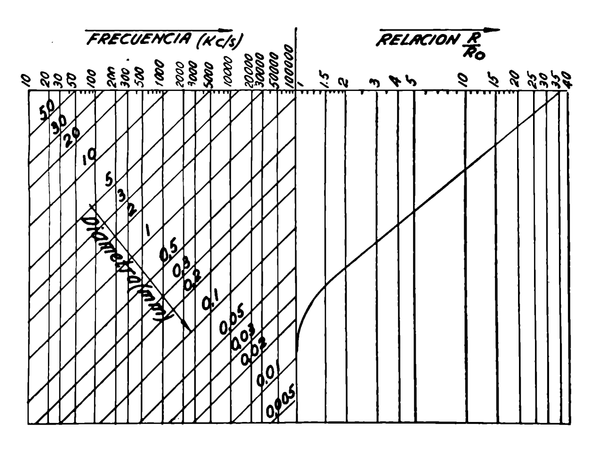


Fig. 27. — Gráfico para tener en cuenta el efecto pelicular.

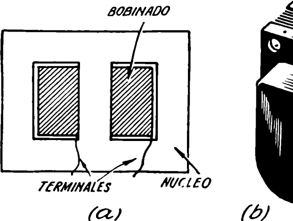
macizos, pues no hay ventaja en la conducción de los segundos respecto de los primeros. Este fenómeno se llama *efecto pelicular* y debe ser tenido en cuenta al diseñar las bobinas, pues obra aumentando la resistencia del conductor empleado.

La resistencia de ese conductor varía con la frecuencia y con el diámetro del mismo, y puede establecerse una relación entre la resistencia R que tiene a la frecuencia de trabajo y la resistencia R_0 que ofrece a la corriente continua, relación que escribimos R/R_0.

Para determinar el valor de esa relación usamos un gráfico muy práctico, figura 27, válido para alambres de cobre, en el cual se entra con los valores de la frecuencia f y el diámetro d del alambre. Trazando una horizontal por el punto de intersección de la vertical que da la frecuencia de trabajo con la oblicua que da el diámetro del alambre se lee sobre la curva de la derecha la relación de resistencias buscada.

Inductores y transformadores de audiofrecuencia

Los inductores de audio se construyen con núcleo de hierro, el que debe tratarse que trabaje lejos de la saturación magnética. La figura 28a muestra un corte típico de un inductor a núcleo cerrado y la figura 28b, su aspecto exterior. El diseño y cálculo de los mismos constituye un tema que corresponde a *amplificadores de audiofrecuencia,* por lo que se tratarán en su oportunidad. Asimismo, se utilizan transformadores de audio, que tienen dos inductancias, una primaria y otra secundaria. Pueden tener varios devanados primarios o secundarios o uno de cada uno con derivaciones. Las características fundamentales de las inductancias son: su resistencia a la corriente continua o resistencia óhmica del devanado, y el valor del coeficiente de autoinducción dado en henry, para una intensidad de corriente especificada. Debe resaltarse este detalle, pues si la corriente de trabajo es distinta, el campo magnético cambia de valor, y por ende la inducción en el núcleo se modifica, saturándose en mayor o menor grado y variando la inductancia. Para corrientes mayores que la nominal resulta disminuído el coeficiente de autoinducción.



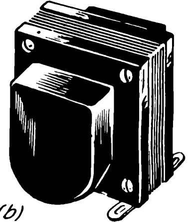


Fig. 28. — Bobinas de A.F. — a) Corte de un inductor a núcleo cerrado. b) aspecto exterior del mismo.

La figura 29 muestra un transformador moderno con núcleo de *hipersil,* novedoso material que presenta ventajas sobre el acero común. Se trata de un acero al silicio con propiedades magnéticas elevadas en la dirección del laminado, por la orientación de los cristales en el tratamiento térmico.

En los transformadores se especifica la relación de transformación, dada por la relación entre los números de espiras primarias y secundarias,

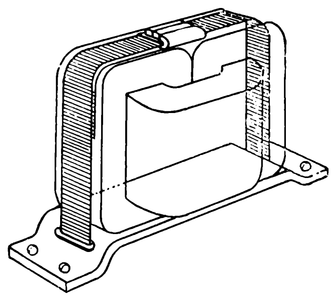


Fig. 29. — Vista de un transformador de A. F.

y las impedancias propias y reflejadas sobre ambos devanados. Sobre este particular se insistirá en la parte correspondiente a amplificación de audiofrecuencia.

Inductores y transformadores para fuentes de alimentación

Los inductores pueden usarse también como choques de filtro en las fuentes de alimentación de los equipos de radio, en combinación con capacitores. En este caso el núcleo es de hierro, pero no tiene las exigencias que requieren los que se utilizan en acoplamientos de audiofrecuencia. El aspecto exterior es similar al ilustrado en la figura 28 con ligeras variantes. Se especifica el valor de la inductancia en henry y la resistencia óhmica del devanado. También en este caso, la inductancia tiene el valor dado para una cierta intensidad de corriente de circulación y disminuye para corrientes mayores, debido a la saturación del núcleo.

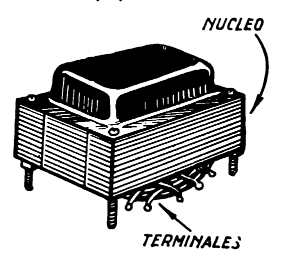


Fig. 30. — Vista de un transformador para fuente de alimentación.

Los transformadores de alimentación o de poder, se utilizan para disponer de distintas tensiones en el equipo, de acuerdo con las necesidades del mismo. El primario se conecta a la red de corriente alternada, y tiene varios secundarios, cada uno de los cuales tiene especificada la tensión en vacío, o para un régimen de carga dado. La figura 30 muestra el aspecto de un transformador para un receptor común. Las características eléctricas y datos técnicos correspondientes a estos elementos se tratarán en la parte correspondiente a *fuentes de alimentación.*

ACCESORIOS AUXILIARES

Los *interruptores* de una o varias vías se construyen en su casi totalidad a corte rápido, y la maniobra se realiza mediante un eje giratorio provisto de una perilla, o de una palanca, un botón, o una combinación de cerrajería que utiliza una llave para ser cerrado o abierto. Hay unidades independientes, o combinadas, para comando de varios circuitos, y

pueden ser simples interruptores o conmutadores. Un caso típico de conmutador de varias vías y posiciones, lo constituyen las llaves para selección de bandas de sintonía en los receptores; ver fig. 31 (5) y (6).

Estas llaves deben conectar simultáneamente los terminales de distintas bobinas correspondientes a varias etapas; para ello, cada serie de bobinas

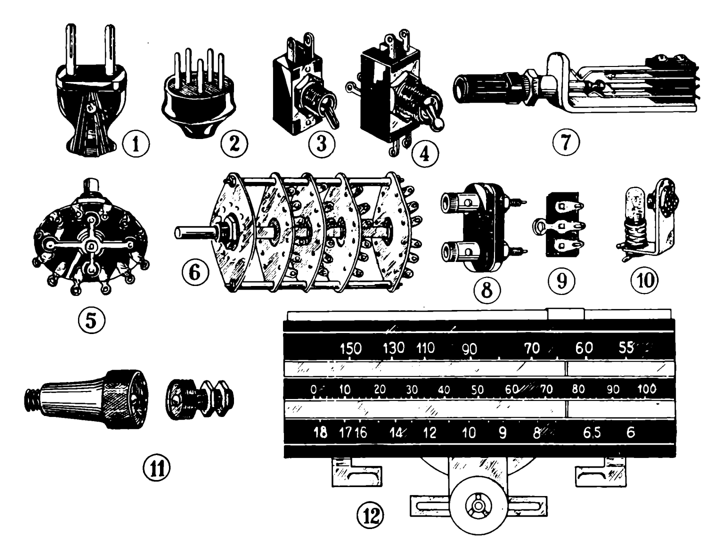


FIG. 31. — Accesorios de conexión y maniobra para circuitos de radio. 1) y 2) fichas de conexión. 3) interruptor simple. 4) inversor doble. 5) llave múltiple rotativa. 6) la misma con varios pisos. 7) jack y plug para conexión volante. 8) conector bipolar. 9) puente aislante. 10) indicador luminoso. 11) conector a rosca. 12) dial.

se une a los puntos de una de las secciones conmutadoras, cuyo punto central se conecta al circuito en que debe quedar la bobina que se elija.

Algunos interruptores están adosados a los potenciómetros, y el accionamiento se hace en el momento en que el eje sale de la posición inicial de reposo, mediante una palanca acodada.

Hay una serie de piezas metálicas, que se utilizan para facilitar la conexión de los terminales de los elementos descriptos hasta aquí. Un ejemplo típico lo constituyen los *zócalos*, los *casquillos* para aplicar al capacete superior de las válvulas, las *semillas*, suerte de terminales para soldar el cable y con un orificio para sujetarlas al chasis mediante un tornillo, los *puentes* que se fijan al chasis y tienen uno o varios terminales aislados del mismo para hacer conexiones volantes o múltiples, o para

efectuar el conexionado denominado *anclado*, en el que todos los resistores, capacitores, etc., quedan rígidos, soldando sus dos extremos a los terminales de los *puentes* de conexión, etc. Todos estos elementos se construyen

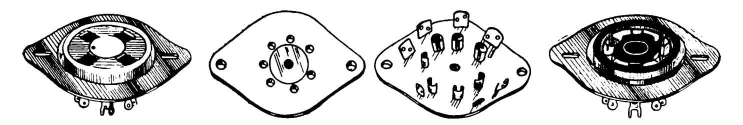


Fig. 32. — Tipos de zócalos para válvulas u otros usos.

de material conductor, como hojalata, cobre, estaño, etc., y fácilmente soldable (ver figura 31).

Otros elementos de conexión lo constituyen las *fichas terminales*. Tienen por objeto servir de unión intermedia entre los cables de conexión y el resto del circuito, cuando tal unión no puede ser soldada por tener que desconectarse frecuentemente. Así, se utilizan fichas comunes de dos patas, para conectar cualquier equipo a la red de canalización, fichas de varios contactos, acompañadas por los zócalos respectivos, (que en este caso se suelen denominar *fichas hembras*), para los altoparlantes, los micrófonos, antenas, y todo elemento que debe ser unido al resto del circuito mediante uno o más conductores, y poderse desconectar fácilmente. Se construyen de diversos materiales, como ser: cartón prensado, ebonita, baquelita, y materiales cerámicos de pocas pérdidas, en sus partes aislantes, y metales buenos conductores, como cobre estañado, bronce niquelado, etc., en sus elementos de conexión. Las fichas-hembras se sujetan al chasis mediante tornillos o arandelas de presión, y las fichas-machos quedan unidas al extremo del cable simple o múltiple, según el caso.

Las conexiones ocasionales o de prueba, pueden hacerse con pinzas de presión o *clips*, que tienen un par de mandíbulas dentadas para sujetarse

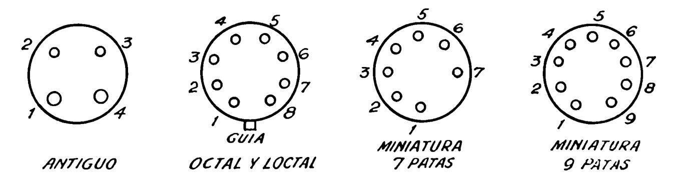


Fig. 33. — Forma de identificar la numeración de patas en zócalos vistos desde abajo.

en el terminal donde se desea hacer la conexión provisoria, y en el otro extremo, tienen, o bien un terminal para soldar, o bien un tornillo roscado en el cuerpo del clip. Algunos modelos se designan comúnmente con el nombre de *cocodrilo*, por su aspecto.

En la figura 31 se ha omitido la ilustración de los zócalos para las válvulas y semiconductores, por su gran variedad. El caso es que ambos elementos activos de los circuitos están provistos de *patas* de conexión, las cuales calzan en los orificios contactores de los zócalos, en número y posición adecuados. Así se habla de zócalos de 4 hasta 7 patas para válvulas de tipo antiguo, de zócalos *octal* y *loctal* para válvulas modernas de tipo mediano y grande, de zócalos miniatura de 7 y de 9 patas para válvulas pequeñas, de zócalos *técnica A*, para este tipo de válvulas Philips, y de zócalos para transistores, según el caso. La figura 32 muestra, a simple título informativo, algunos de los zócalos grandes en vistas anterior y posterior.

En los esquemas se identifica la numeración de las patas siempre mirando al zócalo desde abajo, y según la indicación de la figura 33, partiendo del Nº 1 y siguiendo la marcha de las agujas del reloj. En los zócalos antiguos que tenían dos patas más gruesas, la de la izquierda era la clave inicial. En los demás, la figura es clara al respecto.

Lamparitas para dial

En radio tienen infinidad de usos para indicación, iluminación, etc., unas pequeñas lamparitas que están ilustradas en la figura 34 en sus diversos tipos; corresponden a la fábrica Mazda.

Las hay de varias tensiones y corrientes de su filamento, para los diversos usos a que se las destina. Para reconocerlas, la fábrica citada

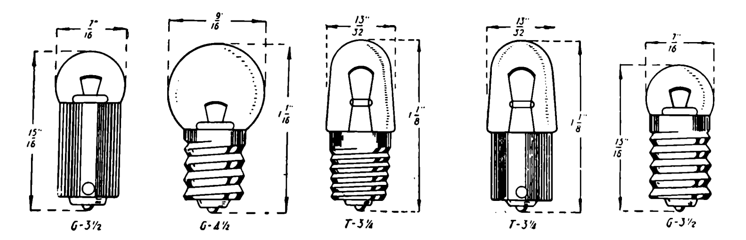


Fig. 34. — Tipos de lámparas Mazda para radio.

coloca en el soporte del filamento una cuenta de vidrio coloreado, cuyos colores corresponden a los tipos que se detallan en la tabla Nº IV. En el cuadro se dan también las demás características técnicas de dichas lámparas.

Cuando la lamparita se coloca en serie con un circuito, debe cuidarse el detalle de que su corriente nominal coincida con la de la serie, y en caso contrario colocarle un shunt adecuado.

La duración de las lámparas depende de cómo se las use; si la tensión no sobrepasa en ningún momento la nominal, la duración es grande: la Mazda Nº 40, por ejemplo, está prevista para 3.000 horas de servicio. La tabla incluye los modelos fabricados para automóvil, Nos. 50 y 51.

TABLA IV

Características de lámparas tipo Mazda

Lámpara Mazda Nº	*Diseñada para Volt*	*Corriente a tensión normal Amp.*	*Base miniatura*	*Ampolla*	*Color cuenta interior*	*Diseñada para una duración horas*	*Bujías aproximadas*
40	6,3	0,15	a rosca	T 3 ¼	marrón	3.000	0,50
40-A	6,3	0,15	bayoneta	T 3 ¼	marrón	3.000	0,50
41	2,5	0,50	a rosca	T 3 ¼	blanca	3.000	0,50
42	3,2	0,35	a rosca	T 3 ¼	verde	3.000	0,75
43	2,5	0,50	bayoneta	T 3 ¼	blanca	3.000	0,50
44	6,3	0,25	bayoneta	T 3 ¼	azul	3.000	0,80
45	3,2	0,35	bayoneta	T 3 ¼	blanca	3.000	0,75
46	6,3	0,25	a rosca	T 3 ¼	azul	3.000	0,80
47	6,3	0,15	bayoneta	T 3 ¼	marrón	3.000	0,50
48	2,0	0,06	a rosca	T 3 ¼	rosa	1.000	—
49	2,0	0,06	bayoneta	T 3 ¼	rosa	1.000	—
—	2,1	0,12	a rosca	T 3 ¼	blanca	—	—
49-A	2,1	0,12	bayoneta	T 3 ¼	—	—	—
50	7.5	0,20	a rosca	G 3 ½	blanca	1.000	1,00
51	7,5	0,20	bayoneta	G 3 ½	blanca	1.000	1,00
—	6,5	0.40	bayoneta	G 4 ½	blanca	500	1,75
55	6,5	0,40	bayoneta	G 4 ½	blanca	500	—

Rectificadores secos

Estudiando las características de conductibilidad de los metales, se ve que el cobre es el mejor de todos en ese sentido, por lo cual se lo emplea en casi todos los casos donde se necesite un buen conductor de la corriente eléctrica. Pero el cobre oxidado no presenta las mismas características de conducción que el que no está en tal estado. Si se cubre una placa de cobre con una capa de óxido del mismo metal, y se hace pasar corriente en el sentido que se ve en la figura 35a, se encontrará que del cobre al óxido sólo hay una pequeña resistencia en el circuito, por lo que no se ofrecerá dificultad de consideración al pasaje de la corriente. Pero si se quiere hacer pasar corriente en sentido contrario, se verá que el dispositivo ofrece una resistencia considerable, de varios miles de Ohm. Por tal motivo, se dice que el elemento cobre-óxido tiene características de conductibilidad direccional. El mismo fenómeno ocurre con el selenio y el óxido de ese metal.

La aplicación inmediata de ese principio es la de hacer rectificadores para corriente alternada, es decir, hacer que en un circuito al que se aplica corriente alternada la circulación se cumpla en un solo sentido, pese a la

inversión de la polaridad que sucede, tal como se muestra en la figura 35b. El rectificador se simboliza con una raya gruesa, que indica la placa de cobre, y un triángulo que indica la lámina o película de óxido de cobre. La corriente en tal circuito sólo puede circular en el sentido de la flecha, pues en sentido contrario encuentra una resistencia muy elevada, que sólo permite pasar una infinitésima corriente, en general más de 1.000 veces

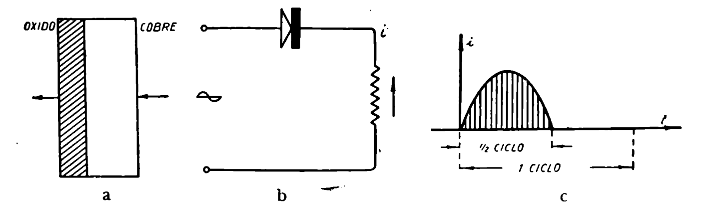


FIG. 35. — Funcionamiento del rectificador a óxido de cobre: a) sentido de la conducción según la teoría moderna; b) circuito de utilización; c) gráfico de la rectificación de media onda.

menor que la corriente en sentido directo. En la figura 35c se muestra que de todo el ciclo de la corriente alternada, sólo circulará en el circuito medio ciclo, no habiendo corriente (o habiendo una muy pequeña) en el otro medio ciclo. El sentido de circulación indicado es el aceptado hoy día, o sea de negativo a positivo. Si se desea mantener el criterio antiguo, se cambia el sentido de la fecha en la figura 35 b.

Constructivamente, se hacen los rectificadores dándoles una densidad de corriente no mayor de 80 mA por cm^2 de placa, para no elevar la temperatura, con lo que se podría deteriorar la capa de óxido.

La rectificación de la figura 35 se llama de media onda, y es un inconveniente que se puede solucionar fácilmente con el sistema de onda completa que se ilustra en la figura 36. También se denomina rectificador a puente, por presentar el circuito el clásico aspecto del puente del mismo nombre empleado en la medición de resistores.

En la figura 36a se muestra la forma de conectar los cuatro elementos de rectificación a óxido, de modo que se tienen cuatro vértices, dos para los bornes de alterna y dos para los de continua, que se conectan al circuito de carga. Si se supone que en un instante dado la polaridad de la tensión alternada es positiva en el borne superior y negativa en el inferior, se ve que la corriente circula por la resistencia de carga en el sentido de la flecha; y cuando cambia la polaridad en los bornes de alterna, se ve que la corriente en la resistencia de carga circula también en el sentido de la flecha. Luego, la corriente circula durante los dos medios ciclos de la onda alternada aplicada, en la forma que se ve en la figura 36c.

Constructivamente se disponen los cuatro rectificadores como muestra

la figura 36b, colocando entre las placas de cobre oxidado láminas de bronce para establecer los contactos en forma segura. Se indican en la figura los bornes y las posiciones de las cuatro placas, para tener el circuito propuesto anteriormente.

Los rectificadores secos pueden ser también de selenio en lugar de cobre, que es la solución que ha adoptado actualmente la industria. Además, la rectificación se puede hacer de otra manera, sea con válvulas elec-

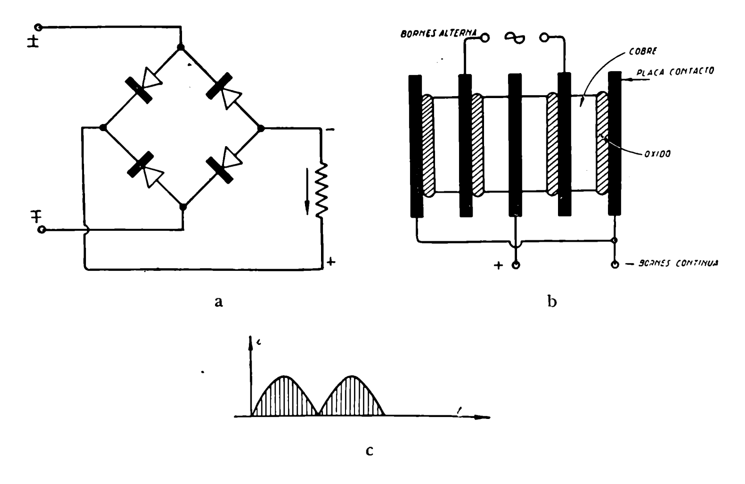


Fig. 36. — Rectificación de onda completa a óxido de cobre: a) esquema de conexión a puente; b) disposición de las capas; c) gráfico de la rectificación.

trónicas, tema que se verá más adelante, o con rectificadores mecánicos o sincrónicos. Pero el reducido costo de los rectificadores a óxido de cobre o selenio los hace muy aptos para circuitos de aparatos de medición y otros donde no circulan corrientes muy intensas. Su otra ventaja importante es que mientras no trabajan no consumen energía, mientras que las válvulas y los mecánicos sí, en sus circuitos auxiliares. Ultimamente han aparecido en el mercado los *silicones*, rectificadores secos de tamaño reducido y alto rendimiento, que están destinados, seguramente, a eliminar a los otros tipos.

CAPITULO II

ELEMENTOS ASOCIADOS — ACOPLAMIENTOS

De los elementos simples descritos en el capítulo anterior, los más interesantes por sus posibilidades y su comportamiento en los circuitos son las bobinas y los capacitores. Los resistores se emplean en cantidad, pero su comportamiento ofrece pocas alternativas: reducen la intensidad de la corriente o provocan caídas de tensión. La particularidad de alterar su valor cuando la frecuencia de la corriente que los recorre es elevada es el único detalle que puede motivar un análisis de interés.

Cabe hacer la aclaración que cuando mencionamos los resistores no nos referimos a la resistencia que ofrece el conductor con que está hecha una bobina, pues si bien en los esquemas pueden tener ambas cosas idéntico símbolo, el resistor es un elemento físico separable mientras que la resistencia de un bobinado es inseparable del mismo, y por consiguiente presenta particularidades muy diferentes.

Valores característicos

A fin de familiarizarnos con los elementos simples de que nos ocuparemos en este capítulo, la figura 37 nos muestra una bobina real, es decir, con resistencia en su conductor, y un capacitor, todo ello con los símbolos usuales. Todavía no hemos hecho con ellos ninguna conexión y el hecho de que R y L aparezcan en serie es porque se puede hacer la suposición, para los cálculos, que una bobina tiene inductancia y resistencia y que ambos elementos están separados y en serie entre sí.

En lo que sigue partiremos de conocimientos básicos de Electricidad, especialmente referidos a los circuitos de corriente alterna, que suponemos tiene el lector y que si así no fuera debe adquirir previamente en cualquier tratado sobre el tema. Así, sabemos que el capacitor presenta en los circuitos de alterna una reactancia capacitiva u oposición al paso de la corriente, que se da en Ohm, y que vale:

$$X_C = \frac{1}{2\,\pi\,f\,C}$$

con la frecuencia de la corriente f, dada en ciclos por segundo y la capacidad C dada en Farad. Si se tiene en microfarad debe aplicarse a la expresión anterior un factor 10^6 en el numerador y si se tienen micro-microfarad, el factor será 10^{12}. Analizando la cuestión referente al pasaje de corriente en circuitos con capacitores se llega a comprender que dentro de ellos no hay pasaje, sino deformaciones en vaivén del dieléctrico, pero por el resto del circuito se tiene circulación de cargas alternas, o sea corriente alternada, de modo que no hay inconveniente en suponer a la corriente sin interrupciones, aunque ello no sea cierto desde el punto de vista científico.

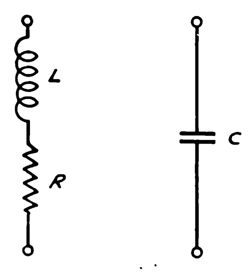


FIG. 37. — Los elementos simples de circuito que se acoplan para diversos fines.

La bobina presenta en los circuitos de alterna también una reactancia inductiva, que depende directamente de la inductancia del bobinado y de la frecuencia de la corriente alterna que lo recorre, que se interpreta como que los fenómenos de autoinducción generan una f.e.m. que se opone a la circulación de la corriente. El valor de la reactancia inductiva es:

$$X_L = 2 \pi f L$$

con f en c/s y L en Henry, resultando la reactancia en Ohm.

Pero el impedimento a la circulación de la corriente alternada se ve aumentado por el efecto de la resistencia del bobinado, el cual también tiene un valor óhmico. Además, sabemos por las leyes de la electrotecnia que los impedimentos de la reactancia y de la resistencia no se pueden sumar aritméticamente, pues en alterna se presentan problemas de fase, y la caída de tensión en la resistencia está en fase con la corriente, mientras que la caída en la reactancia, que en realidad equivale a la f.e.m. de autoinducción a la cual debe vencerse para hacer circular corriente, está en cuadratura con la corriente, es decir, que entre la corriente circulante y esa caída hay un defasaje de 90°.

Los efectos combinados entre la reactancia inductiva y la resistencia óhmica resultan de una suma geométrica de dos segmentos perpendiculares entre sí, lo que se resuelve por geometría, y si llamamos Z a la impedancia resultante, dada en Ohm, su valor es:

$$Z = \sqrt{R^2 + (2 \pi f L)^2}$$

con R en Ohm, f en c/s y L en Henry. Pero esta forma de escribir el valor de la impedancia real de una bobina resulta engorrosa y se prefiere acudir a la notación vectorial, en la cual los vectores que son perpendiculares a los que se toman como base se afectan de una letra *j*, que se denomina *operador* y que permite simplificar mucho la escritura. Cuando se deban hacer ope-

raciones acudimos a la geometría y realizamos lo que indica la expresión anterior, hallando la hipotenusa del triángulo rectángulo que forman los dos vectores. La expresión vectorial de la impedancia quedaría así:

$$Z = R + j\,2\,\pi\, f\, L$$

y todavía, usamos una segunda simplificación en la escritura, pues el producto de la frecuencia por el factor numérico $2\,\pi$ se lo llama *pulsación* y se le asigna la letra griega ω. Con esto, escribimos:

$$Z = R + j\,\omega\, L$$

y nótese la comodidad que obtenemos. Cada vez que escribamos una expresión vectorial, recordemos que *la letra j indica un vector en cuadratura, y que por consiguiente la suma es geométrica, obtenida por la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los dos catetos.*

Resonancia serie

La figura 38 nos resume lo que hemos explicado en los párrafos anteriores, pues aparecen en serie el bobinado con su resistencia óhmica, pero también vemos allí un capacitor en serie, y entonces el problema se amplía. Veamos las conclusiones que sacamos de ella. Formamos un circuito con una bobina en serie con un capacitor y al conjunto le aplicamos una tensión alterna. La corriente alterna circulante producirá en la bobina fenómenos de autoinducción y la f.e.m. generada cargará el capacitor, el cual a su vez se descargará sobre la bobina y así siguiendo. Resulta así, que dentro del circuito ocurren muchas cosas que se traducen para el exterior como una circulación de corriente resultante I, que se debe a una tensión aplicada E, por lo que hay una impedancia aparente o resultante que debemos calcular. Entre esa corriente y esa tensión habrá un defasaje resultante de todo el conjunto, que es válido para el exterior, pues dentro del circuito hay otros defasajes que conocer. Entre bornes de la bobina y del capacitor aparecen tensiones que individualmente pueden ser mayores que la de la fuente, pues se deben a fenómenos variables independientes del exterior.

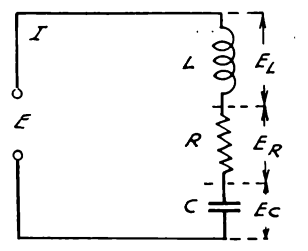


FIG. 38. — Una bobina real, con resistencia en serie con un capacitor.

Para hacer un poco de luz sobre todo lo dicho veamos el diagrama vectorial de la figura 39. Entre extremos del inductor aparece una tensión que es igual en valor a la f.e.m. de autoinducción y que llamamos E_L. Entre bornes del resistor hay una caída de tensión que llamamos E_R,

pero que no puede independizarse de los bornes de la bobina como no sea en un análisis teórico, puesto que R es la resistencia del bobinado mismo. Entre bornes del capacitor hay una tensión E_C. Sabemos que la caída óhmica en R está en fase con la corriente I, que la tensión en el capacitor está en cuadratura con I y la de la bobina también en cuadratura, pero una en atraso y otra en adelanto de 90°. Luego para determinar la tensión total o sea entre bornes extremos del circuito pueden seguirse dos caminos, ambos geométricos. Uno consiste en sumar vectorialmente las tensiones de la bobina y del capacitor, que se reduce a una resta aritmética dando por resultado una tensión E′, la cual se suma vectorialmente con la del resistor y nos da E. El otro camino es más realista, y consiste en sumar las tensiones correspondientes a la bobina, puesto que corresponden a los mismos bornes y su separación es ficticia, resultando E″, la cual, sumada vectorialmente con E_C nos da la misma tensión resultante E. Esta tensión guarda con la corriente un defasaje angular φ.

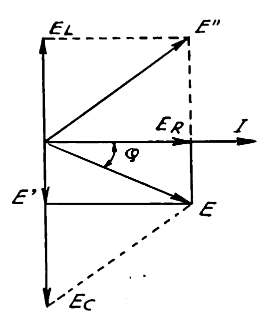


FIG. 39. — Diagrama vectorial del circuito en serie.

Veamos los valores. La tensión en la bobina se calcula multiplicando la reactancia inductiva por la corriente; la del capacitor multiplicando la reactancia capacitiva por la corriente, y la del resistor multiplicando el valor de éste por la corriente.

$$E_L = \omega L I$$

$$E_C = \frac{I}{\omega C}$$

$$E_R = I R$$

Donde los valores se tomarán: para C, en Farad; para L, en Henry; para R, Ohm y la frecuencia que interviene en la pulsación ω en c/s. Con las expresiones anteriores podemos calcular el valor de la corriente en el circuito, si observamos el diagrama vectorial de la figura 39. En efecto, la corriente será igual a la tensión resultante dividida por una impedancia total, encontrada por suma vectorial de R en cuadratura con la suma vectorial (resta aritmética) de las reactancias inductiva y capacitiva. Se tiene:

$$I = \frac{E}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}$$

Analicemos esta expresión. ¿Qué pasaría si hacemos variar algunos de los valores dentro del paréntesis, por ejemplo la inductancia, la capacidad o la frecuencia? Puede llegarse a que la reactancia inductiva se haga igual a la capacitiva, el paréntesis se anula y la corriente adquiere un valor muy grande, que se llama I_0:

$$I_0 = \frac{E}{R}$$

En tales condiciones se dice que el circuito está en *resonancia* y la corriente está limitada únicamente por la resistencia óhmica del circuito, que es en este caso la del alambre de que está hecha la bobina. Las tensiones entre bornes de la bobina y del capacitor adquieren valores muy grandes, verdaderas *sobretensiones*, de valores:

$$E_L = I_0 \, \omega_0 \, L = \frac{E \, \omega_0 \, L}{R} = E \, Q_L$$

$$E_C = I_0 \, \frac{1}{\omega_0 \, C} = \frac{E}{R \, \omega_0 \, C} = E \, Q_C$$

Obsérvese que aparecen en las expresiones anteriores algunas particularidades de interés. En primer término, el subíndice cero puesto en la corriente y en la pulsación, o sea en la frecuencia, pues la resonancia se produce para un cierto valor f_0 de la frecuencia. Luego, al cociente entre la reactancia y la resistencia, tanto para la bobina como para el capacitor, lo hemos llamado con una letra Q, que se denomina *factor de calidad* y que en radio tiene amplia difusión. Los subíndices L y C en el factor de calidad determinan a qué elemento corresponden. Como se deduce de las fórmulas anteriores, las tensiones en la bobina y el capacitor son mayores que la total o externa, pues aparecen como iguales a esa tensión externa multiplicada por los factores Q de ambos elementos, que son los cocientes entre las reactancias y las resistencias.

Resonancia paralelo

Tomemos los mismos elementos simples que antes, o sea una bobina y un capacitor, pero conectémoslos en la forma que indica la figura 40, o sea en paralelo. Siempre tenemos asociada a la bobina la resistencia de su alambre, que convenimos en representarla en serie con ella. Aplicamos una tensión alterna, de frecuencia f y valor E. Por las ramas del circuito circulan dos corrientes distintas, que las diferenciamos con los subíndices L y C. Los valores de esas dos corrientes los podemos calcular, pues para el capacitor será el cociente entre la tensión y la reactancia capacitiva, y para la

bobina el cociente entre la tensión y la suma vectorial entre la resistencia y la reactancia inductiva, según sabemos; se tiene:

$$I_C = j \omega C E$$

donde hemos puesto el operador j para recordar que la corriente en el capacitor está en cuadratura con la tensión. Para la bobina:

$$I_L = \frac{E}{R + j \omega L}$$

Para hallar la corriente total del circuito debemos sumar las dos corrientes anteriores, pero esa suma es vectorial, pues la del capacitor está en exacta cuadratura con la tensión, mientras que la de la bobina guarda un apar-

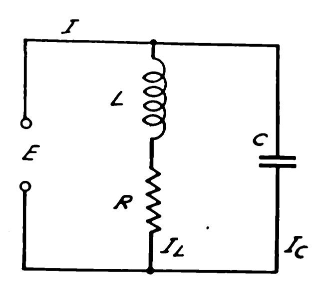


FIG. 40. — Circuito de una bobina real con un capacitor en paralelo.

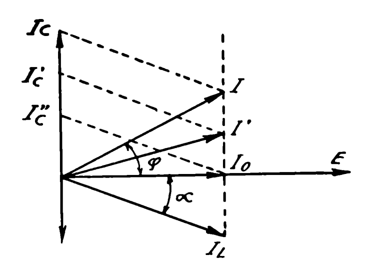


FIG. 41. — Diagrama vectorial de la resonancia en paralelo por variación de C.

tamiento de fase que sería de 90° en el caso de no existir la resistencia, pero como existe, es menor de 90°, y en sentido opuesto, es decir la del capacitor en adelanto y la de la bobina en atraso. El diagrama vectorial nos ayudará a visualizar el caso, para lo cual nos remitimos a la figura 41.

Tomamos la tensión E en dirección horizontal, por comodidad, y en cuadratura, adelantada de 90°, la corriente en el capacitor I_C. Con un ángulo menor de 90° en atraso la corriente en la bobina I_L. Ese ángulo depende de la proporción entre los valores de la reactancia y la resistencia de la bobina, y puede ser determinado con ayuda de las leyes de la electrotecnia por medio de la tangente trigonométrica:

$$\text{tg}\, \alpha = \frac{\omega L}{R} = Q$$

es decir que la tangente de ese ángulo no es otra cosa que el factor de calidad de la bobina. La tabla trigonométrica nos permite encontrar el valor del ángulo en grados, cuando se conoce su tangente.

La suma geométrica de las dos corrientes nos da la corriente resultante I, que se aparta en fase de la tensión E en un ángulo φ. ¿Qué ocurre si variamos algún valor de elemento en el circuito? Puede variarse la frecuencia, la capacidad o la inductancia, y cualquiera de ellos nos lleva al caso especial de *resonancia paralelo*, para el cual la corriente total está en fase con la tensión, o sea que el conjunto se comporta como si fuera una resistencia pura.

Si analizamos el diagrama vectorial de la figura 41, comprobaremos que en resonancia la corriente toma un valor I_0 que es menor que cualquier otro valor fuera de resonancia. Luego, en resonancia la impedancia del circuito paralelo es máxima, es decir que además de adquirir carácter resistivo puro, alcanza un valor muy grande. Pero hay que hacer una salvedad y es que no podemos definir la resonancia como las condiciones que adquiere el circuito para impedancia máxima, pues ello puede no coincidir con la condición de defasaje nulo.

En efecto, la resonancia puede conseguirse variando L o variando C en el circuito. Ambas cosas se usan en la práctica, y en el caso de variar L ello puede lograrse de dos maneras distintas: 1) corriendo un cursor de modo de tomar más o menos espiras, con lo que mantenemos constante la proporción entre la reactancia y la resistencia de la bobina, o sea mantenemos Q constante; 2) desplazando un núcleo de hierro dentro de la bobina, con lo cual mantenemos constante la resistencia de la misma y variamos sólo la reactancia.

Veamos las dos condiciones de resonancia. Aclaremos que la que se cumple para defasaje nulo se llama *resonancia*, y la que se cumple para impedancia máxima suele llamarse *anti-resonancia*. El cálculo de la impedancia resultante o total del circuito de la figura 40 es laborioso, aunque puede simplificarse si la obtenemos por cociente entre la tensión E y la corriente total I. Prescindiremos de la deducción de la fórmula final, pues corresponde a los tratados de electricidad, pero si admitimos una simplificación consistente en suponer que el valor de Q en la práctica es siempre mayor que 10, se tiene:

$$Z = \frac{L/C}{R + j\,(\omega L - \dfrac{1}{\omega C})}$$

Y como en resonancia las reactancias inductiva y capacitiva se hacen iguales, se anula todo el paréntesis, y nos queda, llamando Z_0 a la impedancia en resonancia, o mejor aún, en anti-resonancia:

$$Z_0 = \frac{L}{R\ C}$$

Analicemos el resultado obtenido. La impedancia del conjunto de la figura 40 está dada por la expresión general de Z, que es aproximada, y

válida para los casos prácticos en que el factor de calidad Q sea mayor de 10. En esa expresión la frecuencia f, en c/s aparece dentro de la pulsación ω, pues el valor de ésta es $2\pi f$. Si fijamos para el circuito un cierto valor f_0 de la frecuencia para la cual las reactancias inductiva y capacitiva son iguales, la impedancia se hace máxima y toma un valor Z_0 dado por la segunda de las expresiones anteriores, en la cual L se toma en Henry, C en Farad y R en Ohm, para dar Z_0 en Ohm. Lógicamente si tomamos para L y C las unidades submúltiplos milésimos o millonésimos, también el resultado da en Ohm. En la práctica suele tomarse L en μHy y C en μF. En la condición señalada de impedancia máxima se dice que el circuito está en resonancia, pero para distinguirlo de la otra condición, con corriente en fase con la tensión, se lo denomina *anti-resonante.*

Veamos ahora cómo logramos las dos condiciones de resonancia, y cuándo ambas se producen para idénticas características. Sabemos que podemos hacer variar C y L, y esta última de dos maneras distintas.

Variación de C. El diagrama vectorial de la figura 41 nos muestra lo que ocurre cuando varía C, con lo cual varía la corriente en la rama capacitiva. Dando distintas longitudes al vector representativo de I_C se tienen distintas resultantes, I, I′ y también I_0, que es la corriente para la condición de resonancia. Vemos en seguida que la condición de ángulo de fase nulo coincide con la corriente mínima, o sea con la impedancia máxima. Luego variando C en circuitos resonantes paralelo, coinciden las dos condiciones de resonancia, y la impedancia adquiere el valor de Z_0 escrito antes para la condición de defasaje nulo de la corriente total.

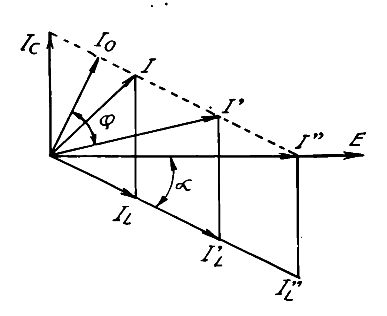


FIG. 42. — Diagrama de la resonancia variando L pero con Q constante.

Variación de L con Q constante. Si intentamos provocar la resonancia variando L, pero quitando o agregando espiras a la bobina, se mantendrá constante la relación entre reactancia y resistencia, o sea Q. En este caso el diagrama vectorial es el de la figura 42. Dejamos la corriente en el capacitor constante por ser C fijo, y marcamos el ángulo propio de la bobina que es constante por serlo Q, o sea la tangente de dicho ángulo α. Para distintos valores de I_L se obtienen diferentes corrientes totales I. Pero se ve en seguida que el mínimo de corriente, o sea el máximo de impedancia corresponde al valor I_0, que es un vector perpendicular al que corresponde a I_L, y que el ángulo de fase nulo corresponde a otro vector de corriente, el I″, que está en fase con la tensión pero que no es

mínimo. Luego, si provocamos la resonancia variando L con Q constante esa condición no coincide con la anti-resonancia. Dicho en otros términos, si igualamos las reactancias inductiva y capacitiva se produce una condición de resonancia de impedancia máxima, pero para ella la corriente en el circuito no queda en fase con la tensión.

Variación de L con R constante. Este tercer sistema es el usado en la práctica para alterar L, y se logra moviendo un núcleo de hierro dentro de la bobina. Como no alteramos el alambre de la misma, R permanece constante. El diagrama vectorial es un poco más complejo y se ve en la figura 43. Como R es constante, el vector E puede representar, en otra escala, al cociente E/R, y en ese caso, si trazamos un círculo con centro en O se tiene que los extremos de los vectores I_L están sobre ese círculo. En efecto, la tensión E es igual a la suma en cuadratura de las caídas en R y en L, o sea:

$$E = R\,I_L + j\,\omega\,L\,I_L$$

y dividiendo esta expresión por R se tiene:

$$\frac{E}{R} = I_L + j\,Q\,I_L$$

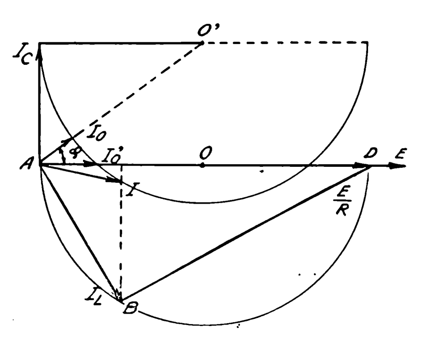


FIG. 43. — Diagrama vectorial de la resonancia paralelo por variación de L con R constante.

Es decir que si AB representa a I_L, el segmento BD representa a QI_L que es perpendicular a AB. Como el primer miembro de la última ecuación es constante, el lugar geométrico del punto de encuentro de los otros dos vectores es un círculo. Ahora, si componemos gráficamente I_L con I_C, siendo constante la segunda, se obtiene otro círculo, cuyo centro O′ está sobre la horizontal trazada por el extremo de I_C y sobre la vertical por O. Vemos en seguida que la resultante I, corriente total, tiene su valor mínimo I_0 para la dirección AO′, pero para la cual el defasaje no es nulo, y que el desafaje nulo se produce para una corriente I'_0 que no es la corriente mínima, o sea que el caso no corresponde a impedancia máxima.

Efecto de una resistencia en paralelo

Es interesante estudiar el efecto que obra sobre un circuito resonante paralelo una resistencia agregada en paralelo, cosa que se hace muchas veces de intento, para lograr el efecto que estudiaremos de inmediato (figura 44 a). Como en resonancia el circuito se comporta como resistivo

puro, podemos plantear ecuaciones algebraicas en lugar de vectoriales, lo que simplifica mucho el problema. En lugar de tenerse un valor de impedancia $Z_0 = L/RC$ se tendrá la resultante de esa impedancia con r en paralelo, es decir:

$$\frac{1}{Z_e} = \frac{1}{Z_0} + \frac{1}{r}$$

en cuya igualdad podemos reemplazar Z_0 por su valor y realizar operaciones, y nos resultará:

$$Z_e = \frac{L\ r}{R\ C\ r + L}$$

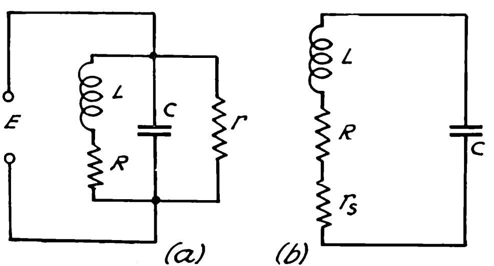


FIG. 44. — Efecto de una resistencia en paralelo sobre el circuito resonante.

expresión que puede escribirse de otra manera si dividimos por r el numerador y denominador y sacamos factor común C en el denominador; tendremos la impedancia equivalente Z_e que vale:

$$Z_e = \frac{L}{C\ (R + \frac{L}{r\ C})}$$

Y ahora vemos que el efecto de una resistencia agregada en paralelo equivale a aumentar el valor de la resistencia propia R de la bobina, que de un valor R pasa a uno mayor, obtenido agregando una resistencia equivalente a r en efecto y de valor resistivo L/rC, en serie con R (figura 44 b).

Se deduce de inmediato que el efecto se traduce en una reducción de la calidad Q de la bobina, o sea que el circuito reducirá su impedancia máxima de resonancia. De acuerdo con lo que veremos de inmediato, podemos decir que el circuito pierde *agudeza* o *selectividad.*

Curvas universales de resonancia

Si volvemos atrás, a la resonancia serie, y tomamos las expresiones de las corrientes I e I_0 en el circuito, vemos que en la primera interviene la frecuencia, dada allí por la pulsación $2\pi f$. Haciendo operaciones matemáticas puede llegarse fácilmente a introducir el cociente entre la frecuencia cualquiera aplicada al circuito y aquella que provoca la resonancia, f y f_0 respectivamente. En ese caso, si dividimos las expresiones de I y de I_0 obtenemos una expresión algo complicada desde el punto de vista

operativo, pero que puede ser representada gráficamente para distintos valores de Q, factor de calidad de la bobina. Las curvas así obtenidas son universales, pues no dependen de los valores individuales del circuito.

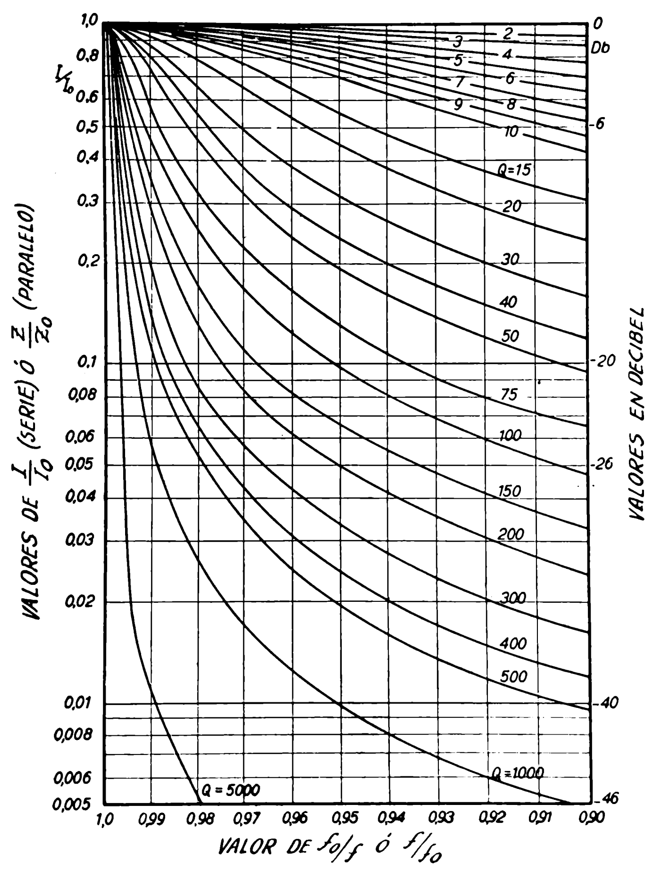


FIG. 45. — Curva universal de resonancia para valores de f/f_0 entre 1 y 0,9.

Por otra parte, si tomamos las expresiones de la impedancia común del circuito paralelo, Z, y del valor Z_0 que adquiere en resonancia, dadas en función de la misma relación entre las dos frecuencias que producen esos valores de impedancia, y dividimos entre sí la de Z por la de Z_0 se

llega a una expresión idéntica que para la relación de corrientes en la resonancia serie. Esto permite usar las curvas universales de resonancia tanto para los circuitos serie como para los paralelo.

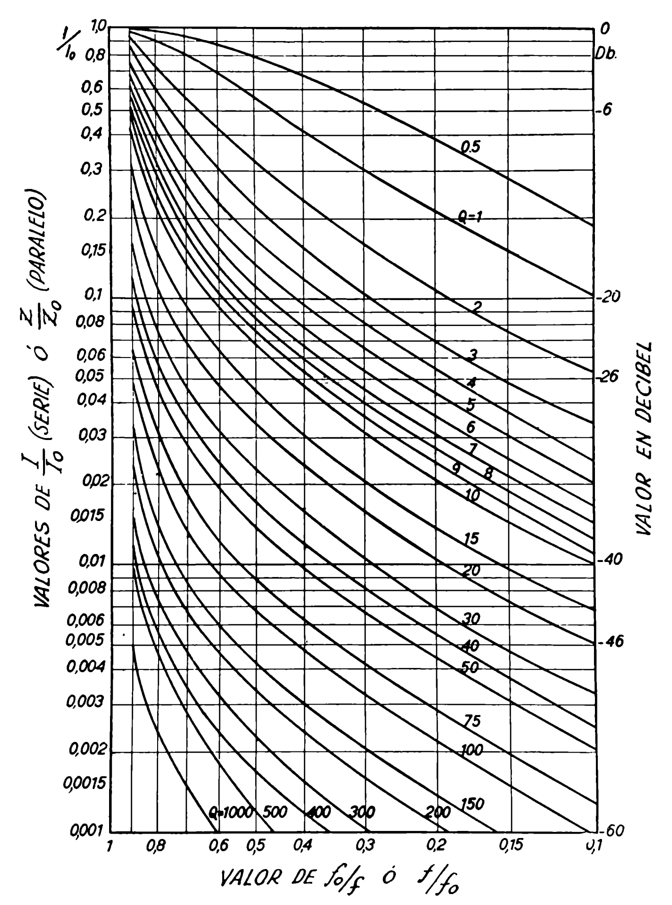


FIG. 46. — Curva universal de resonancia para valores de f/f_0 entre 0,9 y 0,1.

Veamos esas curvas. La figura 45 da los valores del cociente entre las corrientes o la impedancias para distintos valores del cociente entre las frecuencias, sobreentendiéndose que como las curvas son simétricas res-

pecto del eje, basta dibujar la mitad de ellas y tomar en abscisas el cociente directo o inverso entre las dos frecuencias. Cada curva corresponde a un dado valor de Q, que se toma como parámetro.

En el eje vertical opuesto se han marcado los valores en Decibel, cuya interpretación es la que sigue: En cálculos de ganancia o atenuación suele usarse en lugar del cociente entre las tensiones o las corrientes una cifra que se obtiene así:

$$A = 20 \log \frac{I}{I_o}$$

Siendo A la atenuación o la ganancia expresada en una unidad que se denomina *Decibel*. La ganancia o atenuación resulta, para expresarla de esta manera, igual a veinte veces el logaritmo decimal del cociente entre las corrientes o las tensiones, u ocasionalmente, entre las impedancias, como sería el caso de las figuras 45 y 46. La figura 45 da las curvas para valores del cociente entre las frecuencias comprendidos entre 1 y 0,9, y la 46 para valores entre 0,9 y 0,1.

Ejemplo numérico. Para aclarar la manera cómo se utilizan las curvas universales de resonancia, supongamos que se desea diseñar una *trampa de ondas,* así llamado un circuito resonante serie destinado a absorber señales de una cierta frecuencia, f_o, que en este caso vale 2000 Kc/s. Se pide que para un apartamiento de frecuencia de 0,9 la corriente se reduzca 50 veces y que en resonancia el circuito presente una resistencia de 10 Ohm.

Vamos a las curvas y para $f/f_o = 0{,}9$ y cociente $I/I_e = 0{,}02$ obtenemos (figura 45) que el Q del conjunto debe valer 250.

Como Q es el cociente entre la reactancia y la resistencia, deducimos en seguida:

$$L = \frac{R\ Q}{\omega} = \frac{10 \times 250}{2 \times 3{,}14 \times 2000000} = 200 \times 10^{-6}\ \text{Hy} = 200\ \mu\text{Hy}$$

Y como el circuito debe ser resonante, las reactancias inductiva y capacitiva deben ser iguales, de donde deducimos el valor de C

$$2\pi f\ L = \frac{1}{2\pi f\ C}$$

$$C = \frac{10^6}{(2\pi)^2 \times (2000000)^2 \times 200 \times 10^{-6}} = 0{,}00003\ \mu F$$

Donde en el numerador se puso el factor necesario para obtener la capacidad en microfarad.

Si la atenuación se hubiera dado en Decibel, la cifra hubiera sido

$$A = 20\ \log \frac{I}{I_o} = 20\ \log\ 50$$

El logaritmo decimal de 50 es 1,699 y multiplicado 20 resulta:

$$A = 34 \text{ dB}$$

De modo que el circuito resonante serie propuesto produce una atenuación de 34 dB para una frecuencia que se aparta de la de resonancia de una relación 0,9, o sea 10 %.

Agudeza o selectividad

Hemos visto las propiedades de los circuitos resonantes, que al cumplir tal condición presentan impedancia mínima los serie o máxima los paralelo para esa frecuencia especial, para la cual sus elementos integrantes cumplen la condición de resonancia. Para otras frecuencias mayores o menores que f_0 el circuito presenta una impedancia diferente que la de resonancia, y en grado que depende de Q. Esto se aprovecha para hacer que el circuito sea apto para seleccionar de entre varias corrientes alternas de distintas frecuencias una de ellas, y precisamente aquella para la cual se lo hace resonante.

La eficiencia con que tal circuito selecciona esa corriente o señal, pues debemos acostumbrarnos a llamar así a las corrientes de altas frecuencias usuales en radio, se denomina *agudeza* o *selectividad*, y tiene la siguiente interpretación: Si intercalamos en serie con el paso de las señales un circuito resonante serie, la señal cuya frecuencia provoque resonancia encontrará una impedancia mínima y no será atenuada mientras que las señales de otras frecuencias encontrarán una impedancia mayor y serán atenuadas. Para el circuito paralelo la situación se presenta colocándolo en paralelo con la fuente de señales; para la señal cuya frecuencia sea la que provoca la resonancia, el circuito presenta impedancia máxima y desarrolla entre sus extremos una tensión grande, siendo transferida esa señal, mientras que para las señales de otras frecuencias la impedancia es menor, la tensión también será menor y hay atenuación.

Para medir la selectividad con números se usa una convención que consiste en considerar la diferencia entre una frecuencia cualquiera y la de resonancia, que se llama "delta f":

$$\Delta f = f - f_0$$

pudiendo invertirse los dos términos del segundo miembro, pues interesa el valor absoluto de esa diferencia. La selectividad está dada por el valor de esa diferencia de frecuencias que debe haber para que la corriente en el circuito se reduzca a un valor 0,707 del de resonancia. Esta cantidad viene de considerar la mitad de potencia, y siendo ésta el producto de una tensión por una intensidad, ambas proporcionales entre sí, resulta un divisor igual a la raíz de 2. Gráficamente la selectividad está expresada en la figura 47. La curva es una de las universales de resonancia, dibujada

con sus dos ramas iguales. Para la frecuencia de resonancia f_0 la corriente alcanza su valor máximo I_0. Para un apartamiento dado del valor de la frecuencia, la corriente baja al valor 0,707 I_0, y esa diferencia de frecuencia define la selectividad de ese circuito. Por ejemplo, se habla de una selectividad de 10 Kilociclos. En los circuitos paralelo cambiamos la palabra corriente por impedancia y valen los mismos conceptos.

Se puede determinar con ayuda de las matemáticas el valor de la selectividad de un circuito, que después de un largo desarrollo resulta:

$$\Delta f = \frac{f_0}{2\,Q}$$

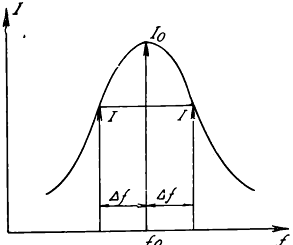


FIG. 47. — Interpretación gráfica de la selectividad.

Y vemos en seguida que la frecuencia aparece como factor, lo que dice que a menores frecuencias es más fácil lograr selectividad o mayor agudeza en las curvas de resonancia. El hecho de que Q aparezca en el denominador es completamente lógico, pues a mayor calidad hay mejor selectividad, o sea menor Δf.

El transformador de acoplamiento

Es muy común en radio el acoplar dos partes de un circuito mediante dos bobinas coligadas por el campo magnético, porque este procedimiento permite aislación eléctrica entre las dos ramas, adaptar las impedancias y otras cosas que veremos oportunamente. El estudio del comportamiento del transformador incluye el concepto físico y el desarrollo matemático, pero trataremos de no extender el segundo para tomar solamente lo que pueda interesar al primero.

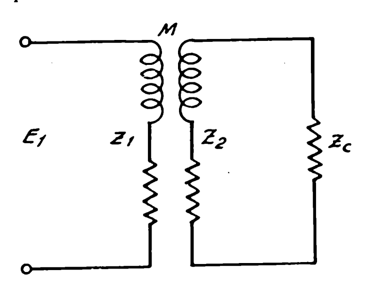


FIG. 48. — Esquema simbólico del transformador general.

La figura 48 muestra el esquema general con las dos bobinas, arrolladas encimadas o una a continuación de la otra en un mismo tubo. Al primario se aplica una tensión y el secundario alimenta una carga, circulando corrientes distintas para ambos bobinados; todo ello se indica con sus correspondientes símbolos en la figura 48. Explicaremos el significado de la letra M que aparece encima de los bobinados y que se llama *mutual*.

En el estudio de Electrotecnia se ve que dos bobinados acoplados están sometidos a fenómenos de inducción mutua, y que si las bobinas tienen inductancias L_1 y L_2 y están acopladas según un coeficiente k, que se interpreta como una cifra decimal que va desde *cero*, para bobinas no acopladas, hasta *uno* para acoplamiento 100 %, el coeficiente de inducción mutua o *mutual* del par de bobinas vale:

$$M = k \sqrt{L_1 \ L_2}$$

y se mide en Henry, igual que las inductancias. Sobre esta base podemos introducir el concepto de *impedancia mutua*, que vale:

$$Z_m = j \ \omega \ M$$

que se medirá en Ohm y que está afectada del operador *j* para expresar que por tener carácter inductivo puro se debe tomar siempre en cuadratura al considerar su vector en las operaciones vectoriales.

Ahora podemos resolver el circuito de la figura 48 aplicándole las leyes de Kirchhoff a cada malla, pues las sumas de las ff.ee.mm. y caídas de tensión deben igualarse. Para la malla primaria tenemos:

$$E_1 = I_1 \ Z_1 + I_2 \ Z_m$$

y para la malla secundaria sólo hay caídas de tensión, con lo que se tiene:

$$O = I_2 \ (Z_2 + Z_c) + I_1 \ Z_m$$

Debiendo aclararse que estas ecuaciones son de carácter vectorial y por consiguiente no podemos hacer sumas aritméticas, pues cada impedancia tendrá su resistencia en cuadratura con su reactancia.

Es cómodo introducir el concepto de *impedancia equivalente* del circuito, que sería un impedancia que conectada a la tensión E_1 provoque la circulación de la corriente I_1 en valor y fase. Luego se tiene que esa impedancia equivalente vale:

$$Z_e = \frac{E_1}{I_1}$$

Y puede deducirse su valor de las ecuaciones de las mallas antes planteadas mediante un proceso de cálculo que ahorraremos, pues sólo interesa el resultado final. Se llega a:

$$Z_e = Z_1 - \frac{Z^2{}_m}{Z_2 + Z_c}$$

ecuación que si bien tiene carácter vectorial, es muy importante, pues permite deducir todas las leyes de los acoplamientos. Entendamos que cada impedancia que aparece allí tiene su parte resistiva y su parte inductiva,

aunque puede aparecer también una parte capacitiva, pues la carga, por ejemplo, puede tener ese carácter.

Puede darse otra forma a la expresión general de la impedancia equivalente al circuito, si agrupamos las partes resistivas y reactivas, mediante la siguiente convención: Consideraremos resistencias y reactancias totales en cada malla o circuito, y así habrá una resistencia y una reactancia totales primarias, con valores:

$$R_p = R_1 + \text{otras resistencias de la malla}$$
$$X_p = j\,\omega\,(L_1 + \text{otras inductancias})$$

y para el secundario también tenemos resistencia y reactancia totales:

$$R_s = R_2 + R_c$$
$$X_s = j\,\omega\,(L_2 + L_c)$$

Pudiendo haber dentro de los términos reactivos partes capacitivas que se restan, como es sabido. R_s y X_s sumadas dan Z_s, impedancia total secundaria. Si desarrollamos la expresión de la impedancia equivalente introduciendo las convenciones anteriores se llega a una nueva expresión:

$$Z_e = R_p + \left(\frac{\omega M}{Z_s}\right)^2 R_s + j\,\omega \left[L_p - \left(\frac{\omega M}{Z_s}\right)^2 L_s \right]$$

Expresión muy importante que permite hacer interesantes deducciones. En efecto, si la miramos como expresión general de una impedancia, su parte resistiva está formada por la resistencia del primario más una proporción de la del secundario, lo cual se interpreta como que al cargar el bobinado secundario se reduce el factor Q del primario. La parte inductiva está disminuída, pues el agregado tiene signo negativo, lo que se interpreta como una reactancia capacitiva. Luego las inductancias del secundario se reflejan sobre el primario como capacidades.

Esta segunda parte del análisis permite afirmar que si los bobinados acoplados fueran sintonizados, habrá dos condiciones de resonancia: una la del primario, con sus inductancia y capacidad propias, y otra cuando se acopla el secundario, que altera la resonancia por introducir por reflejo una reactancia capacitiva.

Transformador de baja frecuencia

Estudiemos un caso particular, el acoplamiento a transformador, usado en los circuitos de frecuencias bajas, digamos hasta unos 20 Kc/s, las que por corresponder a la gama de oscilaciones audibles se denominan generalmente *audiofrecuencias*. El esquema puede ser el mismo de la figura 48, pero hay que hacer algunas simplificaciones.

En primer lugar estos transformadores tienen núcleo de hierro y bobi-

nados encimados, por lo que el acoplamiento es del 100 %, o sea $k = 1$. En segundo lugar la carga sobre el secundario es un consumo óhmico, es decir que podemos poner R_c en lugar de la impedancia de igual subíndice. Y ahora, antes de obtener el valor de la impedancia equivalente calculamos el valor del término entre paréntesis que afecta a las resistencia y reactancia secundarias:

$$\frac{\omega M}{Z_s} = \frac{M}{L_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \frac{n_1}{n_2}$$

Deducción que justificamos porque, primero, la resistencia del bobinado es despreciable con respecto a su reactancia, segundo, porque al valer $k = 1$, obtenemos la raíz del cociente de las inductacias, y tercero, por que estas últimas son directamente proporcionales a los cuadrados de los números de espiras. Además, en la práctica la impedancia total secundaria resulta de un valor casi igual a la reactancia del secundario, y la simplificación hecha en el denominador es aceptable. Ahora reemplazamos lo anterior en la expresión general de la impedancia equivalente y hacemos operaciones, resultando:

$$Z_e = R_1 + \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 (R_2 + R_c)$$

Donde hemos escrito las resistencias de los bobinados, pero ya se ha dicho que pueden ser despreciadas frente a los valores de las reactancias, de modo que llegamos a la expresión final:

$$Z_e = R_c \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$$

Es decir que el transformador puede ser supuestamente suprimido si en lugar de la carga secundaria colocamos otra ficticia de valor igual al de esa carga multiplicado por el cuadrado de la relación de transformación o cociente entre los números de espiras. Esta expresión tiene gran importancia para el diseño de las etapas finales de amplificadores de potencia, donde se habla de la impedancia de carga reflejada sobre el primario, la cual se calcula con la expresión última.

Transformador doble sintonizado

De todos los casos de acoplamientos a transformador en alta frecuencia, el más interesante por su uso generalizado en los llamados amplificadores de *frecuencia intermedia* que veremos oportunamente, es el que tiene sintonizados tanto el primario como el secundario, es decir que se los hace resonantes a una misma frecuencia pre-establecida. El esquema lo vemos en la figura 49, y las letras son las mismas que para los casos

anteriores, sólo que en este caso preferimos encontrar el valor de la corriente secundaria. Para ello partimos de las dos ecuaciones de Kirchhoff expuestas antes, y en el desarrollo admitiremos que las reactancias totales del primario y del secundario son nulas, precisamente por estar sintonizados o resonantes ambos circuitos. Con ello se anulan de la expresión final de la corriente todos los términos reactivos y nos queda:

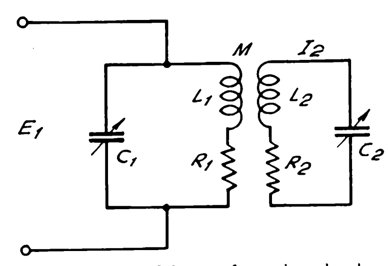


FIG. 49. — Caso del transformador de doble sintonía.

$$I_2 = \frac{j\ \omega\ M\ E_1}{R_1\ R_2 + \omega^2\ M^2}$$

Por matemáticas sabemos que la expresión anterior se hace máxima para igualdad de los dos terminos del denominador, de modo que la mutual óptima se deduce inmediatamente:

$$M = \frac{\sqrt{R_1\ R_2}}{\omega}$$

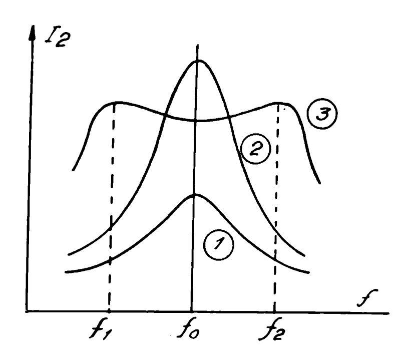


FIG. 50. — Curvas de ganancia del transformador doble sintonizado.

Y si representamos gráficamente los valores de la corriente secundaria tenemos tres casos distintos, que vemos en la figura 50 que corresponden a:

curva 1) para $\omega M < \sqrt{R_1\ R_2}$

curva 2) para $\omega M = \sqrt{R_1\ R_2}$

curva 3) para $\omega M > \sqrt{R_1\ R_2}$

Veamos cómo se interpreta esto. La curva 2) es la ideal, y resulta de la condición de corriente máxima, o sea de la resonancia perfecta, la curva 1) es para los casos en que la impedancia mutua no alcanza el valor óptimo y la curva 3) cuando lo supera, es decir, cuando el acoplamiento entre bobinados es mayor que el crítico. En este último caso se produce un achatamiento de la curva de selectividad y hay dos picos de resonancia que se producen para dos frecuencias distintas a la de resonancia f_0. La

franja comprendida entre esas dos frecuencias se llama *banda pasante* y el circuito toma el nombre de *pasabanda*, porque las señales cuyas frecuencias están comprendidas entre esos dos límites no son atenuadas.

Si consideramos el caso particular en que los dos bobinados sean iguales, tenemos que:

$$L_1 = L_2 = L$$
$$R_1 = R_2 = R$$

y entonces deducimos inmediatamente que la mutual, dada en función de las inductancias y la dada por el acoplamiento óptimo vale:

$$M = k\ L = \frac{R}{\omega}$$

De donde es fácil deducir que el acoplamiento óptimo vale, siendo Q el factor de calidad de cada bobinado, tanto primario como secundario:

$$k = \frac{1}{Q}$$

Es decir que en un transformador doble sintonizado de bobinados iguales el acoplamiento óptimo entre ellos es igual a la inversa del factor de calidad de los bobinados. Por ejemplo, en la práctica es usual un valor de $Q = 100$, con lo que el acoplamiento óptimo es $k = 0{,}01$, lo que explica que los transformadores de frecuencia intermedia tengan sus dos galletas muy separadas. Graduando esa separación se logran curvas de selectividad como las de la figura 50 y para cierta posición de las bobinas se consigue también una curva 3) con *cresta plana*. El acoplamiento necesario para ello no es el crítico sino algo mayor, y se obtiene después de un desarrollo matemático:

$$k = \frac{\sqrt{2}}{Q}$$

que es, como se ve, un 40 % mayor que el óptimo. Esto tiene aplicación en circuitos especiales que se verán oportunamente.

Valor óptimo de la carga

Es muy frecuente el caso de analizar la manera cómo debe cargarse un generador con un circuito de consumo para diseñar adecuadamente el acoplamiento, pues mediante él, según se ha visto, puede alterarse la impedancia de la carga reflejándola con valores distintos sobre la fuente. Veamos cómo se plantea el problema.

La figura 51 muestra una carga conectada a una fuente que tiene su propia resistencia interna. Si R es muy grande se reduce la intensidad y no habrá aprovechamiento exterior y si R es muy chica la mayor parte de la

tensión quedará dentro del generador, ocurriendo lo mismo. Para determinar el valor óptimo de la carga escribamos la expresión de la potencia útil en la carga:

$$W = I^2 R$$

Pero el valor de la intensidad sale de la Ley de Ohm:

$$I = \frac{e}{r + R}$$

y reemplazando la expresión de la corriente en la de la potencia tenemos:

$$W = \frac{e^2 R}{(r + R)^2}$$

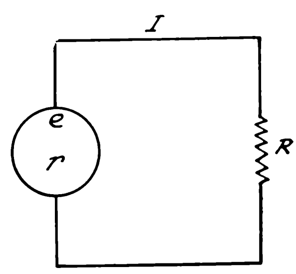


FIG. 51. — Una carga aplicada a un generador que tiene resistencia interna.

Por matemáticas sabemos que esa expresión será máxima cuando los dos términos del denominador sean iguales, pero para hacer una demostración más convincente veamos la figura. 52, en la que hemos dado valores arbitrarios a los elementos del circuito, y tomado para R valores proporcionales a r. Se ve en seguida que la máxima potencia se produce cuando

$$r = R$$

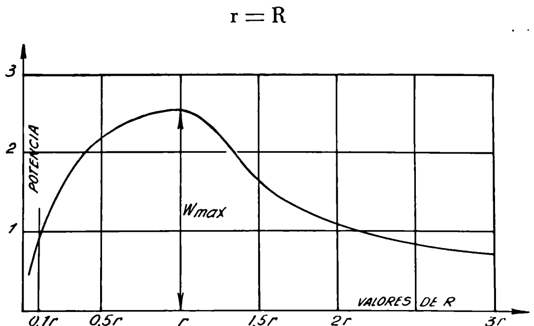


FIG. 52. — El máximo rendimiento se produce para valores iguales de la resistencia interna y externa.

es decir que el máximo rendimiento de un generador cargado requiere que la resistencia de carga sea igual a la del generador. En la práctica éste es el criterio adoptado cuando otras condiciones no imponen alterarlo, como veremos oportunamente.

CAPITULO III

VALVULAS ELECTRONICAS

Si se toma una lámpara incandescente común, de alumbrado, y se observa la ampolla después de un cierto número de horas de funcionamiento, se podrá notar un ennegrecido interior del vidrio. Ello se debe a que sobre él se han depositado un número enorme de partículas de un tamaño sumamente pequeño, que han sido desprendidas del filamento de la lámpara. El fenómeno descripto lleva a la conclusión de que ciertos metales, puestos en estado de incandescencia, son capaces de emitir corpúsculos desde su masa hacia el exterior. Las partículas se denominan electrones y el fenómeno *emisión termo-iónica*, para distinguirla de las emisiones provocadas por otro agente que no sea el calor. Los electrones salen del filamento en todas direcciones, y tienen carga eléctrica negativa, es decir que para dirigirlos hacia un lugar determinado, dentro de la ampolla, basta colocar una placa a un potencial positivo, para que atraiga a casi todos los electrones desprendidos del filamento.

Para comprobar lo que antecede, se toma una ampolla como la ilustrada en la figura 53, en la que se extrae el aire del interior. Se coloca en ella un filamento común, que se alimenta con la batería A, o con cualquier otra fuente de corriente, cuidando de que la corriente I_f, que toma el filamento de la batería, de tensión E_f, no sea tan elevada como para quemarlo. Se coloca también en el interior de la ampolla una *placa* P, de metal, sacando hacia afuera un cable para conectarla a otra batería B, cuya tensión E_p es en general más elevada que E_f. Si se conecta el polo positivo de la batería B a la placa P, se observa que circula una corriente I_p acusada por el amperímetro intercalado en serie. Esto se puede interpretar de la siguiente manera: al emitir electrones el filamento F, y ser positiva la placa P, los mismos serán atraídos por la placa.

Tal corriente, denominada *de placa*, no tiene nada que ver con el circuito cerrado de filamento, donde circula la intensidad I_f pues recorre accidentalmente un trozo del mismo, pero circula totalmente por el circuito formado por la batería B, la placa, el filamento, y llega nuevamente a la batería B.

Para demostrar la independencia de los circuitos de placa y filamento, se puede tomar la misma ampolla anterior, pero colocando alrededor del filamento un tubo que no llegue a tocarlo (fig. 54). Este nuevo elemento se denomina *cátodo*, y se conecta al terminal negativo de la batería B de placa. Al circular la corriente del circuito de filamento, éste se calienta y transmite calor al cátodo vecino, con

Fig. 53. — Principio de la emisión electrónica por calentamiento directo.

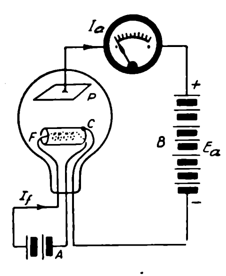


Fig. 54. — Principio de la emisión electrónica por calentamiento indirecto.

lo que éste también se pondrá en estado de incandescencia y emitirá electrones, que serán atraídos por la placa, circulando corriente eléctrica en el espacio comprendido entre la placa y el cátodo, como en el caso anterior. Tenemos así dos circuitos completamente separados. El de filamento, puramente auxiliar, con la batería A y la corriente I_f por un lado, y el de placa, con la batería B, el amperímetro, la placa P, el cátodo C, llegando nuevamente a la batería A.

Resumiendo, y empleando ya la terminología utilizada en la práctica, tenemos: el conjunto formado por la ampolla, el filamento y la placa, se denomina *válvula*; la tensión E_p, tensión de placa o *anódica*; I_p, la corriente acusada por el amperímetro, es la corriente de placa o *anódica*; P es la placa o *ánodo*; F el filamento, que en el caso de la figura 54, se suele llamar también *calefactor*; y C el *cátodo*.

La ventaja de la válvula con cátodo es que el filamento se puede alimentar con cualquier clase de corriente, sea continua o alternada, pues la corriente I_f sólo llena la función de calentar el filamento, para que éste, a su vez, ponga incandescente al cátodo.

La placa y el cátodo se denominan en general electrodos, y las dos válvulas descriptas, por tener sólo dos de ellos, se llama *diodo*. En el caso de la figura 53 el filamento llena la función de cátodo, constituyendo así uno de los electrodos, y en el de la figura 54, no se cuenta como electrodo.

DIODOS

Estamos ahora en condiciones de analizar algunas propiedades de la válvula ya descripta. Si se varía la corriente de filamento aumentando o disminuyendo la tensión aplicada al mismo, mediante un reóstato, se modifica la temperatura que él adquiere, y con ello, la cantidad de electrones emitidos variará también. De este modo, en el espacio entre la placa y el

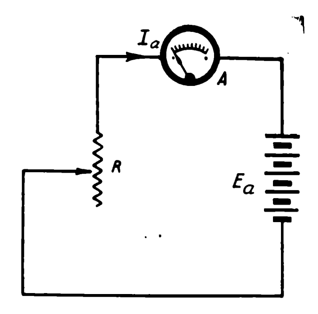


Fig. 55. — Circuito equivalente del diodo que permite hacer el estudio comparativo.

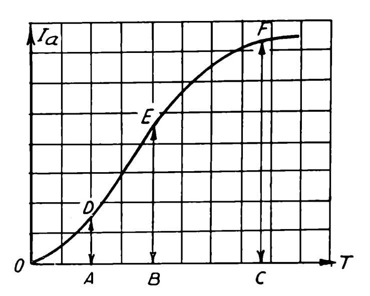


Fig. 56. — Curva que da la corriente anódica del diodo para diversas temperaturas del cátodo.

cátodo se encontrarán más o menos electrones y por consiguiente la resistencia que ofrece al paso de la corriente se hará a su vez mayor o menor, modificándose la corriente de placa.

Podemos asimilar el fenómeno a lo que pasa en el circuito de la figura 55, en el que la resistencia variable R representa la resistencia interna de la válvula. Estando más caliente el filamento hay mayor emisión de electrones, y la resistencia interna disminuye, como si corriéramos hacia arriba el cursor de la resistencia de la figura 55. En esta forma aumenta la corriente en el circuito, o lo que es lo mismo, aumenta la corriente de placa de la válvula. Si en cambio enfriamos el filamento, disminuye el flujo electrónico, aumenta la resistencia del diodo y disminuye la corriente de placa. El aumento de la emisión electrónica tiene un límite, pues llegando a una temperatura determinada del filamento se observa que si la aumentamos no se consigue mayor emisión. Se dice entonces que se ha llegado a la saturación de la válvula y la corriente de placa no aumenta más, aunque siga creciendo la temperatura del filamento. Se puede representar en un gráfico el fenómeno anterior, tomando dos ejes perpendiculares, como se ve en la figura 56. Sobre el eje horizontal se marcan las temperaturas que va alcanzando el filamento, o el cátodo, según el caso, en sentido cre-

ciente a medida que nos alejamos del punto O. Sobre el eje vertical, llevamos la corriente de placa que resulta. Así, para una temperatura dada, que medimos por el segmento OA, se tiene una corriente de placa representada por el segmento AD; para una temperatura OB, obtenemos una corriente BE, etc. Uniendo con una línea continua todos los puntos como los D, E, F, etc., se obtiene una curva denominada *característica de emisión de la válvula.* Se ve que para la temperatura dada por el segmento OC, la corriente alcanza un valor CF, que no aumenta por más que hagamos mayor la temperatura T. A la corriente dada por CF, la hemos llamado *corriente de saturación.*

Ley de Richardson. El gráfico de la figura 56 ha sido interpretado mediante una ecuación matemática por Richardson, quien postuló que la emisión en la válvula se medía por la corriente anódica, la cual está dada por:

$$I_a = A\,T^2\,e^{-b/T}$$

donde A es la superficie emisora en cm^2; T es la temperatura absoluta en °K o sea $T = 273 + t$, con t en °C y b es un coeficiente que depende del material del cátodo emisor, de la carga del electrón y de la constante de Boltzman para los gases. A título ilustrativo, para el Cesio la constante b vale 21000, para el tungsteno 52400, y para la combinación de tungsteno toriado el valor es 30500. La temperatura T de emisión varía desde 1000 °K para la mezcla de Bario y Estroncio, 1600 °K para el tungsteno toriado, hasta 2700 °K para el tungsteno puro.

Característica anódica

Otra forma de variar la corriente de placa, es mediante la regulación de la tensión aplicada entre ella y el cátodo. Podemos asimilar el caso al circuito de la figura 57, en el que se utiliza un selector rotativo, de modo que la tensión entre los puntos 1 y 2 se puede regular mediante la manija del selector. La temperatura del filamento la mantenemos constante, de manera que puede suponerse que la resistencia interna de la válvula no varía; la representamos entonces por la resistencia fija R. Si se aplican al circuito tensiones distintas, se obtendrán distintas corrientes de placa I_a, en la misma forma como en el caso anterior, en que se variaba la temperatura del filamento. Hay una tensión máxima para la que se produce la saturación de la válvula y que por más que la aumentemos no se consigue mayor corriente de placa. Para representar gráficamente el fenómeno, recurrimos nuevamente a los dos ejes perpendiculares que pueden verse en la figura 58. Llevamos sobre el eje vertical, igual que antes, los distintos valores de la corriente de placa y sobre el horizontal la magnitud que se regula a voluntad, es decir, la tensión de placa E_a. Se obtienen puntos que unidos con una línea continua, nos dan una curva similar a la de la figura 56.

Esta curva se denomina *característica anódica del diodo* y la suministra casi siempre la fábrica con cada válvula.

Veamos ahora qué provecho podemos sacar de un dispositivo de esta naturaleza. Se ha dicho que para que circule corriente de placa, se debía conectar el polo positivo de la batería a la placa, y si, en cambio, conectamos el negativo a la misma no hay circulación de corriente. En efecto,

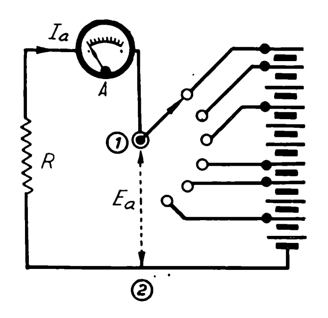


Fig. 57. — Circuito equivalente del diodo al que se le varía la tensión anódica.

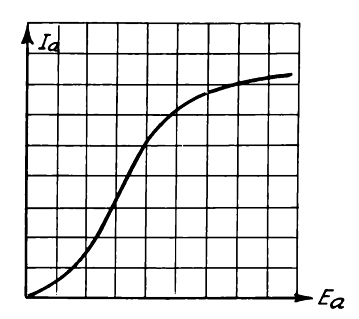


Fig. 58. — Variación de la corriente de placa de un diodo por variación de la tensión anódica.

sólo fluirá corriente de placa cuando la tensión aplicada entre placa y cátodo haga a la placa positiva, interrumpiéndose la circulación cuando el positivo es el cátodo, pues en tal caso los electrones son rechazados por la placa, que es de igual polaridad que ellos. Cesa el funcionamiento de la válvula como tal, y sólo continúa el proceso de emisión desordenada, como si dentro de la ampolla no existiera más elemento que el calefactor.

Podemos entonces controlar la corriente de placa en forma terminante, con un conmutador aplicado a la batería que alterne los dos terminales positivo y negativo de la misma, de modo que durante una fracción de tiempo quede conectado el positivo a la placa y el negativo al cátodo, y durante otra fracción subsiguiente, a la inversa. Se observará que el amperímetro indica circulación de corriente durante el primer lapso, e indica cero durante el segundo, obteniéndose una corriente de carácter pulsante.

Esta propiedad tiene aplicación inmediata en la conversión de corriente alternada en continua, proceso que se conoce con el nombre de rectificación. Lo vasto de su aplicación no escapará al juicio del lector.

Rectificación

De acuerdo con la explicación anteriòr veamos qué sucede si aplicamos entre la placa y el cátodo de un diodo, una tensión alternada. En la figu-

ra 59 se representa el esquema de conexiones, en el que, por razones de simplicidad, se omite el filamento calefactor de la válvula puesto que el mismo se conecta a un circuito auxiliar independiente. La figura 60, corresponde a la característica de la corriente alternada. Sobre el eje horizontal se toma el tiempo que transcurre y sobre el vertical, y hacia arriba, los valores positivos de la intensidad y hacia abajo los valores negativos. Al aplicar entre la placa y el cátodo (a través de la resistencia R, por supuesto), una tensión que tenga tal característica, se tendrá que la placa será positiva en los períodos comprendidos entre los instantes O y A, B y C, etc., mientras que entre A y B será negativa. La corriente de placa I sólo podrá circular durante el tiempo OA y BC, es decir, que por la resistencia R circulará la corriente representada por la zona rayada en la figura 60. Se trata de una corriente pulsante, pero no alternada, de modo que hemos dado un paso en nuestros propósitos. El capacitor C, conectado en paralelo con la resistencia R, se cargará durante los períodos en que pasa corriente por la válvula, y se descargará sobre la resistencia durante los períodos en que I no circula. Se tiene que, en esta forma, por la resistencia R pasará corriente continuamente, corriente que tiene un valor bastante invariable, es decir, que es casi corriente continua. La resistencia R representa en realidad el circuito de consumo y el valor de la misma está dado por el cociente entre la tensión útil a la salida de la rectificadora, y la corriente total del circuito de utilización.

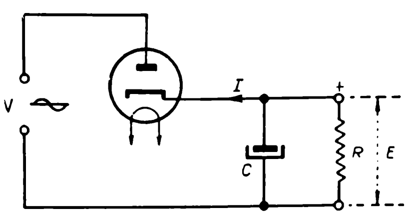


FIG. 59. — Principio de funcionamiento de un rectificador de media onda.

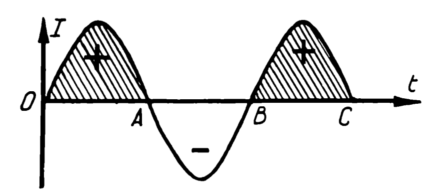


FIG. 60. — Gráfico de la rectificación de media onda.

Veamos la acción del capacitor C conectado a la salida del diodo rectificador, con ayuda del gráfico de la figura 61. Los períodos de conducción y de corte de la corriente los conocemos, pero en los primeros se carga el capacitor, y en los períodos de corte se descarga lentamente, de modo que la corriente no se anula en el lapso AB sino que tiene un valor decreciente, y así se repite para los siguientes ciclos de la tensión alternada aplicada al circuito. Si aumentamos el valor de la capacidad C, se consigue que el gráfico de la corriente se acerque a una línea horizontal, y ésta

es la razón por la cual se emplean allí capacitores electrolíticos de alta capacidad. Colabora en esta misión de enderezar la corriente continua de consumo un inductor con núcleo de hierro L, figura 62, el cual, por su característica inductiva, se opone a las variaciones de la corriente que dan origen a ff.ee.mm. de autoinducción. Como estas últimas obran tratando de anular la causa que las genera, en el circuito actuarán impidiendo las variaciones en la corriente, o sea, colaborando con el capacitor C. Por esta cualidad suele denominarse *impedancia* al inductor L. También se conecta otro capacitor a la salida del inductor, y el conjunto se denomina *filtro*. El circuito de la figura 62 se llama *rectificador de media onda.*

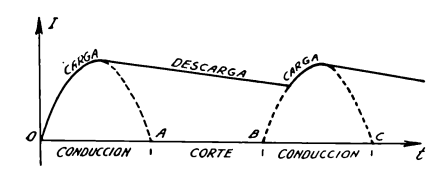


FIG. 61. — Acción compensadora del capacitor C de la figura 59.

En el esquema 62 se puede ver el circuito del filamento alimentado con la misma corriente alternada de la red y conectado en serie con aquél una resistencia, para reducir la corriente en el calefactor al valor máximo recomendado por la fábrica. La resistencia R se puede calcular mediante la Ley de Ohm, conociendo la tensión normal de filamento de la rectificadora E_f, la corriente I_f, y la tensión de la red de corriente alternada V. Su valor es:

$$R = \frac{V - E_f}{I_f}$$

y tomando V y E_f en Volt, e I_f en Amper, resulta R en Ohm.

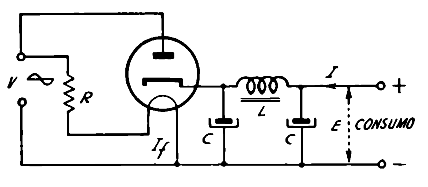


FIG. 62. — Circuito completo del rectificador de media onda con filtro.

El efecto obtenido con el filtro es un mayor enderezamiento de la corriente de circulación, y el filtrado será tanto mayor cuanto más grande sea la inductancia de L y la capacidad de los capacitores, por lo que se usan bobinas con núcleo de hierro y electrolíticos. Estos últimos soportan entre sus armaduras la tensión E del circuito de consumo, para el segundo, la misma tensión más la caída de potencial en la inductancia L, para el primero, a lo cual debe agregarse los picos de tensión que superan los valores antes citados, y que están presentes a la salida de la rectificadora.

El problema inmediato a plantear, es el de qué tensión quedará disponible a la salida del filtro para el circuito de consumo, si se aplica a la válvula una tensión alternada V, y la corriente de carga vale I. Las caídas que se producen son: la interna en la válvula y la óhmica en la inductan-

cia L. La segunda es fácilmente determinable, conociendo la resistencia que ofrece la bobina L, a la corriente continua. Sea R_1 tal resistencia, con lo que la caída en ella será:

$$e = I R_1$$

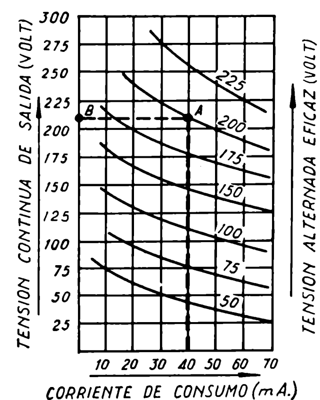


FIG. 63. — Curvas características de una rectificadora.

La caída interna en la válvula está dada en las curvas características suministradas por la fábrica, que tienen el aspecto que se ve en la figura 63. Están dadas para un valor determinado del capacitor C, colocado inmediatamente a la salida de la válvula. Para utilizar las curvas, se busca en el eje horizontal la intensidad total de consumo que se tiene en el equipo, por ejemplo, 40 miliamper; se corre verticalmente hasta encontrar la curva que coincide con el valor eficaz de la tensión alternada aplicada a la válvula, por ejemplo, 200 Volt, punto A; corriendo ahora horizontalmente hasta el eje vertical, se tiene un punto tal como el B, que da el valor de la tensión continua de salida de la rectificadora, 210 Volt en el caso de la figura. A esta tensión se descontará la caída en la bobina L, calculada con la fórmula de más arriba, para tener la tensión continua útil a la salida del filtro.

Los valores usuales para los capacitores son: 20 a 40 microfarad y para la bobina: 10 a 30 Henry. A veces se conecta en lugar de la bobina L el devanado de campo del altoparlante, según veremos, con lo que se aprovecha la corriente de consumo I para excitarlo. El inconveniente es que la corriente I, en tal caso, no es continua pura, y se producirá en el altoparlante una vibración del cono, de una frecuencia igual a la de la corriente alternada, es decir, 50 ciclos, que resulta molesto para la audición.

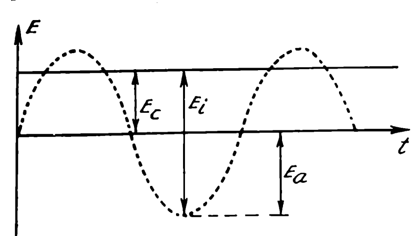


FIG. 64. — Gráfico que muestra la tensión inversa de cresta.

Las válvulas comunes de este tipo son las 12Z3, 1V, 81, 35W4, 45Z5, etc., para recepción, las RK21, 836, 866, 871, 878, 879, 872, etc., para transmisión en los tipos americanos y otras en los tipos europeos. Las caracte-

rísticas de cada modelo están limitadas a una corriente máxima de salida, una tensión máxima de alternada a aplicar y la llamada tensión inversa de cresta, que es la suma de tensión continua a la salida de la misma, y la amplitud de la tensión alternada aplicada.

Tensión inversa de cresta. La interpretación de lo que acabamos de decir está en la figura 64. Si representamos en línea punteada la tensión alterna aplicada a la rectificadora, y en línea llena la tensión continua ya enderezada a la salida de la misma, que es menor que la amplitud máxima de la alterna por lo que vimos en la figura 61, sacamos la siguiente conclusión: durante los medios ciclos en que la alterna es negativa entre placa y cátodo de la rectificadora hay una tensión igual a la suma de E_a que es la amplitud o valor de cresta de la alterna y E_c que es la continua, suma que llamamos E_i y es lo que hemos denominado tensión inversa de cresta. Este valor es soportado por la rectificadora y las fábricas especifican siempre cuál es el máximo para cada tipo.

Rectificación de onda completa

Si queremos aprovechar todas las ondulaciones de la corriente alternada a rectificar se utiliza una válvula doble diodo, que tiene dos placas y se conecta como se ve en la figura 65, a través de un transformador cuyo secundario tiene una derivación central B. El secundario D es para alimentar

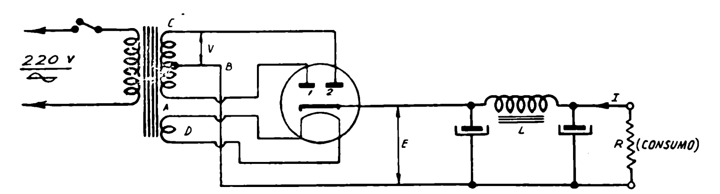


FIG. 65. — Esquema de un rectificador de onda completa.

el filamento, de modo que la tensión que suministra tiene que estar de acuerdo con la que necesita la válvula en ese elemento y el conductor debe soportar la intensidad de calefactor, dada por la fábrica.

El proceso se realiza en la forma siguiente: la placa 1 se conecta al terminal A del secundario de alta tensión del transformador y la 2 al C. Al conectar el primario del transformador a la red de corriente alternada de 220 Volt, se producirá un campo magnético alternado, que cortará a las espiras del devanado secundario. En ellas se inducirá una tensión alternada que dará origen a una corriente alternada, que en un instante dado circulará de C hacia A, por ejemplo.

Para el diodo 1, al que le corresponde la mitad AB, la corriente circula de B hacia A, es decir de cátodo hacia placa por el exterior, y para el

diodo 2, de C hacia B, o lo que es lo mismo, de placa hacia cátodo por el exterior. Todo pasa como si a los diodos 1 y 2 se aplicaran entre placa y cátodo (puesto que el punto B está unido al cátodo, a través de la resistencia de carga R) dos tensiones de sentidos contrarios, lo que equivale a decir que cuando una placa sea positiva la otra será negativa. En la figura 66 hemos representado las tensiones alternadas aplicadas a los dos diodos, *a* es una de ellas y *b* la otra. La corriente fluirá a través de la válvula, desde el cátodo hacia la placa 1, durante el medio ciclo en que su placa es positiva, y desde el cátodo hacia la placa 2, durante el medio ciclo en que la 2 es positiva, que es precisamente el medio ciclo en que la placa 1 no trabaja, por ser negativa. Tenemos pues un flujo continuo de corriente, representado por las zonas rayadas de la figura 66, sin períodos de intensidad nula, como en el caso de la rectificación de media onda. El filtro formado por la bobina y los capacitores se encarga de enderezar la corriente pulsante obtenida, para convertirla en continua, con mayor eficacia que en el caso de la figura 60.

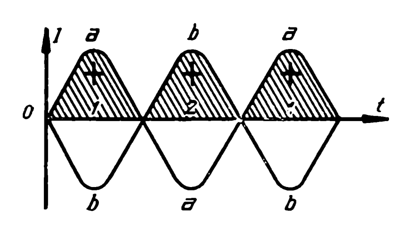


Fig. 66. — Gráfico de la rectificación de onda completa.

El problema consiste en este caso en saber qué tensión se debe aplicar a cada diodo de la rectificadora para tener una tensión continua dada en el circuito de consumo. Como se ve, se trata de una solución mejor que la de rectificación de media onda, porque el transformador se puede elegir con cualquier tensión secundaria V por rama, mientras que antes había que conformarse con la tensión de la red. Si llamamos E_1 a la tensión necesaria en el circuito de consumo, e I a la corriente de carga del mismo, la tensión a la salida de la rectificadora estará dada, como en el caso anterior, por E_1, más la caída en la bobina, es decir,

$$E = E_1 + I R_1$$

siendo R_1, la resistencia a la corriente continua de la bobina de filtro L. Se debe tomar I en Amper, E y E_1 en Volt y R_1 en Ohm.

Para saber qué tensión V se necesita por rama del secundario del transformador, recurrimos a las características de la rectificadora, que son similares a la de la figura 63. Se entra en la corriente de consumo, por ejemplo 40 miliamper y con la tensión continua a la salida de la válvula, E por ejemplo, 210 Volt, y en la intersección de las rectas, vertical trazada por 40 mA, y horizontal trazada por B, se encuentra un punto como el A, que corresponderá aproximadamente a una curva característica correspon-

diente a una tensión alternada, que se lee. El transformador debe suministrar en cada rama del secundario esa tensión (en el caso de la figura, resultan 200 Volt).

Las características dadas por la fábrica, incluyen la corriente máxima de salida, la tensión máxima alternada a aplicar y la tensión inversa de cresta, en la misma forma como en el caso de las rectificadoras de media onda. Las más comunes son las 80, 82, 83, 5Z3, 5T4, 5X4, 5W4, 5Y3, 5Y4, 5Z4, etc.; para recepción y las RK19, RK22, RK60, etc.; para transmisión.

TRIODOS

Si en el espacio comprendido entre el cátodo y la placa de un diodo se coloca una espiral de alambre conductor, a espiras espaciadas, según se ve en la figura 67, tenemos un nuevo tipo de válvula conocida con el nombre de *triodo*. El nuevo electrodo incluído en la ampolla se denomina *grilla* y se conecta por uno solo de sus extremos a una pata de la base, o a un capacete metálico en la parte superior de la ampolla.

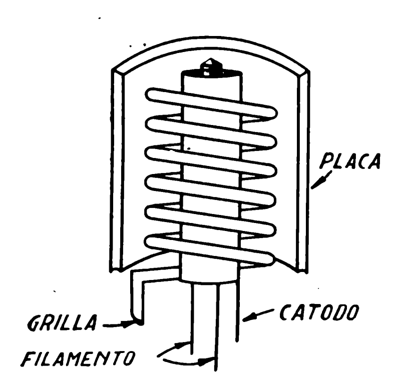


Fig. 67. — Corte esquemático de una válvula triodo.

Si se conecta la válvula según el esquema de la figura 68, uniendo la grilla al polo positivo de una batería, por ejemplo, se ha aplicado entre la grilla y el cátodo un potencial positivo. La placa se conecta de la manera normal. Intercalando un amperímetro en el circuito de grilla, se observará que indica una corriente, debido a que ese electrodo funciona como placa. Esta conexión es poco corriente, excepcional.

Si se conecta en cambio el polo negativo hacia la grilla, como lo muestra la figura 69, no puede haber corriente de grilla pues ella se comporta como una placa a la que se le aplica un potencial más negativo que el de cátodo, en cuyo caso, según se ha visto, los electrones son rechazados y el diodo formado por la grilla y el cátodo no trabaja. Pero la placa tiene un alto potencial positivo, de modo que atraerá los electrones emitidos por el cátodo, aunque en menor grado que si no estuviera la grilla. En efecto, algunos electrones siguen su camino y llegan a la placa, pero otros son rechazados por el campo eléctrico negativo de la grilla y vuelven hacia

atrás. La corriente de placa disminuye, por haber aumentado la resistencia del espacio placa-cátodo. La grilla conectada a un potencial negativo, tiene por efecto, pues, reducir el flujo electrónico y con ello la corriente de placa o lo que es lo mismo, aumentar la resistencia interna de la válvula.

Si se corre el cursor del reóstato R conectado en paralelo con la batería de grilla, se varía la diferencia de potencial aplicada entre la grilla y el cátodo y se observará que la corriente de placa también varía. Si el potencial negativo de grilla se hace mayor, se rechazará un mayor número de electrones, aumentará más todavía la resistencia interna de la válvula y disminuirá la corriente de placa. Si se corre el cursor hacia abajo, en cambio, se reduce el potencial negativo de grilla y aumenta la corriente de placa.

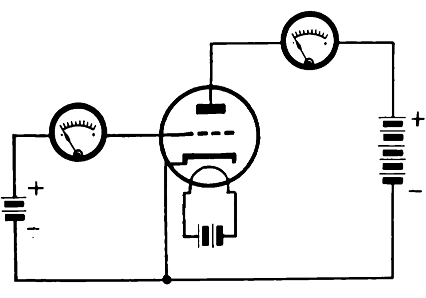


FIG. 68. — Esquema de conexiones cuando la grilla es positiva; circuito muy poco usado.

Se tiene en esta forma un método de controlar la corriente de placa, distinto del que conseguía el mismo efecto variando el potencial de placa. Se pueden representar gráficamente las variaciones que sufre la corriente de placa, ante la regulación del potencial de grilla. En la figura 70, se ilustran los resultados. Se toman dos ejes perpendiculares y se llevan sobre el horizontal los sucesivos valores que se da al potencial de grilla —1 Volt, —2 Volt, etc. Para cada potencial de grilla se obtendrá una corriente de placa determinada, por ejemplo, para 1 Volt negativo en grilla, se tienen 30 miliamper en placa; para —2 Volt, 20 miliamper, y así sucesivamente. Uniendo los puntos A, B, C, etc., encontrados, con una curva continua, la línea (1) de la figura, se tiene lo que se llama *característica de grilla de la válvula.* Durante toda esta operación, el

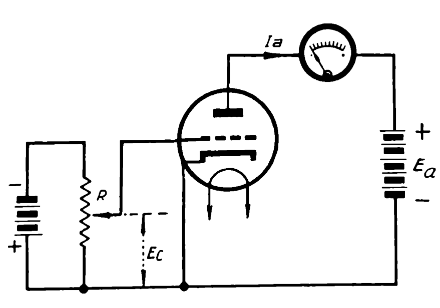


FIG. 69. — Esquema de conexiones cuando la grilla es negativa.

potencial de placa no ha variado, y se habrá mantenido al cátodo en un régimen térmico constante, es decir, la corriente de filamento se habrá fijado al valor normal. Se observa que para tensiones de grilla mayores de —3 Volt la *característica* toma una curvatura, la corriente de placa se hace muy pequeña y se anula completamente para una tensión negativa de grilla de —4,3 Volt. Esta tensión se llama *de corte* o *de anulación de la corriente de placa*. El fenómeno se explica, puesto que el campo eléctrico negativo de la grilla se ha hecho tan intenso, que rechaza a todos los electrones que salen del cátodo en dirección a la placa, por lo que no llegando ninguno a este último electrodo, no circula corriente en el circuito de placa.

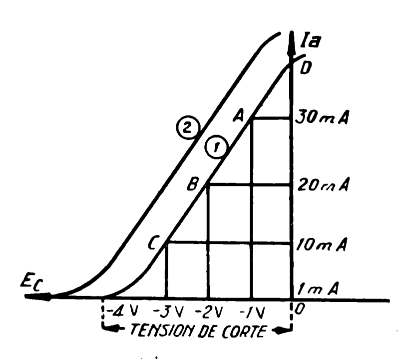


Fig. 70. — Curvas características de grilla de un triodo.

Para tensiones de grilla menores de —1 Volt, se encuentra otra curvatura, que corresponde al caso en que la grilla deja de tener influencia en el funcionamiento de la válvula, y, para el caso particular del punto D, en que a la grilla no se le aplica ningún potencial, se tiene una

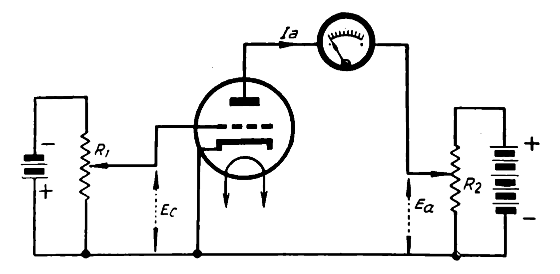


Fig. 71. — Esquema de conexiones para obtener las curvas características de placa

corriente de placa dada por el segmento OD, que es la que corresponde a la válvula funcionando como diodo, con la tensión de placa que se aplica al circuito.

Si se toma otra tensión de placa, distinta, y se la mantiene constante, se puede repetir todo el experimento anterior, obteniéndose una curva similar, la 2 en la figura, y así para cada tensión de placa se tendrá una curva característica.

La tensión que se aplica entre grilla y cátodo, se denomina *polarización* de grilla, E_c y las curvas obtenidas con el circuito de la figura 69, puramente experimental, desde que no se aplica a la válvula más que la alimentación de sus distintos electrodos, *características estáticas de grilla.*

Las *características estáticas de placa* se obtienen de la siguiente manera: se conecta la válvula según el esquema de la figura 71. Con el reóstato R_1 se puede regular la tensión de grilla, en la misma forma que para el caso

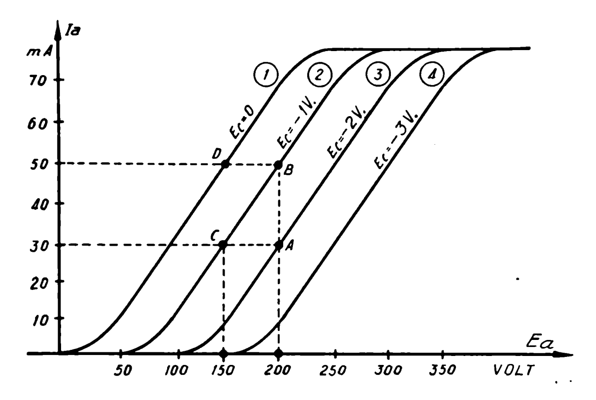


FIG. 72. — Curvas características de placa de un triodo.

anterior. El reóstato R_2 permite variar la diferencia de potencial aplicada entre la placa y el cátodo, es decir, la *tensión de placa.* Si el cursor de R_1 se coloca en su extremo inferior, la polarización de grilla será nula, y variando la tensión de placa mediante R_2 se obtendrá la característica ya vista del diodo, curva 1 de la figura 72. El codo superior corresponde a la saturación de la corriente de placa, ya vista. Si se da a la grilla una polarización fija de —1 Volt, por ejemplo, y se regula la tensión de placa, se leerán en el amperímetro, distintos valores de la corriente de placa, quedando determinada la curva (2) que está más alejada del eje vertical, porque si la grilla es negativa hace falta aumentar la tensión de placa para tener una corriente dada en ese circuito. Así por ejemplo, con 150 Volt en placa y sin polarizar la grilla, se tienen 50 miliamper en placa; dando a la grilla un potencial negativo de —1 Volt, sólo se tendrán 30 miliamper en placa; podemos tener otra vez 50 mA en placa si la tensión aplicada a ella es de 200 Volt, es decir 50 Volt más que antes.

Con otras polarizaciones de grilla, como —1 Volt, —2 Volt, —3 Volt, etc. se obtienen las curvas (2), (3), (4) etc., que son precisamente las características estáticas de placa, y que dan los valores de la corriente anódica I_a,

en función de la tensión de placa E_a, fijando el potencial de grilla a un valor dado. Esta tensión de placa es la de alimentación y no debe confundirse con E, tensión alterna de salida.

El hecho de que con pequeñas tensiones en grilla se consigan variaciones de la corriente de placa, de la misma magnitud que las obtenidas con grandes variaciones de la tensión anódica, caracteriza la llamada *amplificación* de la válvula. A su vez, se designa con el nombre de coeficiente de amplificación a la relación entre las tensiones de placa y grilla que producen la misma variación de la corriente anódica. Por ejemplo, para la válvula cuyas características están dadas en la figura 72, el coeficiente de amplificación es:

$$\mu = \frac{50}{1} = 50$$

que se puede justificar de la siguiente manera:

Para un punto de trabajo como el C, la tensión de placa es de 150 Volt, la de grilla, de —1 Volt, y la corriente anódica de 30 miliamper. Si se aumenta la tensión de placa en 50 Volt, sin modificar la tensión de grilla, el punto C se corre por la curva (2) hasta el B, con lo que la corriente pasará a valer 50 miliamper. Para restituirla al valor anterior se debe aumentar la polarización negativa de grilla hasta —2 Volt, dejando constante la tensión anódica, es decir, pasar del punto B al A donde la corriente de placa es de 30 miliamper. Se ve entonces que una variación de 50 Volt en placa, se compensa con una variación de —1 Volt en grilla y de aquí sale la relación dada más arriba.

De las mismas curvas características puede obtenerse el valor de la resistencia interna de la válvula, para un punto de trabajo fijado de antemano, como el C por ejemplo. Tal resistencia se da por el cociente entre la variación de tensión y la variación de corriente:

$$R_a = \frac{CA}{AB} = \frac{50}{0{,}020} = 2.500 \text{ Ohm}$$

Para otro punto de trabajo el valor de la resistencia interna es distinto, debido a que las características son curvas en lugar de rectas.

Otra magnitud interesante en una válvula es la llamada *trasconductancia*, dada por la relación entre las variaciones de la corriente de placa y de la tensión de grilla, manteniendo constante la tensión anódica. Así, para las características de la figura 72, se tiene:

$$S_a = \frac{0{,}020}{1} = 0{,}020 \text{ mho}$$

que es igual a 20.000 micro-mho, siendo como se ve, su unidad inversa de la de resistencia, es decir, el mho.

Anulación de la corriente anódica. Conociendo las constantes propias de una válvula es fácil determinar, para una determinada tensión de placa, cuál debe ser la polarización de grilla que lleva la placa al corte, o sea que anula la corriente anódica. En efecto, esa tensión de corte, indicada en la figura 70, vale:

$$E_c = -\frac{E_a}{\mu}$$

haciendo la salvedad que esta expresión supone rectas las características de grilla, lo que en la práctica es sólo aproximado. Si se quiere el corte efectivo de la corriente anódica la polarización debe llevarse un poco más allá del valor obtenido anteriormente.

Ecuación de Barkhausen

Las tres magnitudes características del triodo, coeficiente de amplificación, resistencia interna y trasconductancia, están ligadas entre sí por la ecuación de Barkhausen:

$$\mu = R_a \, S_a$$

debiendo tomarse para la ecuación, los valores de R_a en Ohm y los de S_a en mho. La expresión de Barkhausen permite obtener cualquiera de las magnitudes características, conociendo dos de ellas, dadas por la fábrica para cada tipo de válvula, en tablas o manuales y referidas siempre a un punto de trabajo especificado mediante las tensiones de grilla y de placa.

Veamos la justificación de la citada ecuación. Generalizando las definiciones de las constantes propias de cada válvula, podemos escribir:

coeficiente de amplificación: $$\mu = \frac{\Delta E_a}{\Delta E_g}$$

resistencia de placa: $$R_a = \frac{\Delta E_a}{\Delta I_a}$$

trasconductancia: $$S_a = \frac{\Delta I_a}{\Delta E_g}$$

Donde E_g representa la tensión instantánea de grilla.

Hagamos ahora un planteo matemático, consistente en escribir la siguiente igualdad, obtenida multiplicando numerador y denominador por la misma cantidad:

$$\frac{\Delta E_a}{\Delta E_g} = \frac{\Delta E_a}{\Delta I_a} \; \frac{\Delta I_a}{\Delta E_g}$$

y si interpretamos el significado de cada relación, de acuerdo con la defi-

nición de ellas dada más arriba, resulta la ya expresada ecuación de Barkhausen.

Amplificación con triodos. Circuito equivalente

Hemos dicho que si aplicamos variaciones de tensión en la grilla se producen variaciones en la corriente de placa, las que pueden traducirse como variaciones mayores de tensión en los bornes de un resistor que se intercale en el camino de la corriente anódica. Veamos el esquema de la figura 73 que representa un amplificador a triodo en conexión que

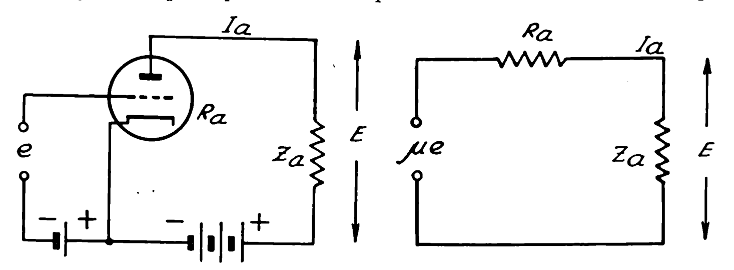


FIG. 73. — Circuito de un triodo como amplificador.

FIG. 74. — Circuito equivalente a un triodo amplificador.

llamaremos normal, o sea de entrada por grilla y salida por placa. Las baterías tienen por misión polarizar positivamente a la placa y negativamente a la grilla.

La corriente anódica se calcula dividiendo la tensión alterna que se aplica al circuito anódico, que es mayor que la de entrada a grilla, y precisamente μ veces mayor, por la impedancia total del circuito, que es la suma de la resistencia interna o de placa y la impedancia de carga:

$$I_a = \frac{\mu e}{R_a + Z_a}$$

La tensión alterna que se obtiene en los bornes de la carga, tensión útil para ser transferida a las etapas siguientes, se determina multiplicando la corriente alterna de placa por el valor de la carga:

$$E = I_a \; Z_a = \frac{\mu e \; Z_a}{R_a + Z_a}$$

Luego podemos determinar el valor de la *amplificación efectiva* de la válvula, por cociente entre las tensiones de salida y de entrada:

$$A = \frac{E}{e} = \frac{\mu\, Z_a}{R_a + Z_a}$$

Y de inmediato podemos admitir que la válvula puede ser eliminada si en lugar de ella usamos el circuito equivalente de la figura 74, en el cual la tensión aplicada a la entrada sea μe, en lugar de e. Si determinamos el valor de la corriente y de la amplificación efectiva en este circuito equivalente, obtendremos los mismos valores que para el de la figura 73.

El esquema de amplificación con triodo normal, ya visto, no es el único usado para tal fin. La figura 75 muestra el amplificador con grilla a masa, en el cual la tensión de entrada se aplica al cátodo y la tensión de salida se toma del circuito anódico. La figura 76 muestra el tercer tipo de amplificador, denominado *seguidor catódico*, en el cual la tensión de entrada se aplica a la grilla, pero la de salida se toma del cátodo del triodo. La placa debe estar a masa para la señal, pero con la alta polarización positiva para el funcionamiento normal de la válvula desde el punto de vista de la alimentación. Con ese objeto se coloca el capacitor C, que pone la placa al mismo potencial que el cátodo para la señal, por cortocircuito, mientras que para la continua no actúa. El valor de C debe determinarse en función de la frecuencia más baja que tengan las señales a aplicar a la válvula, pues para ellas se produce la mayor impedancia del mismo. En la práctica suele aceptarse que la impedancia de C sea cien veces menor que la resistencia a la continua que tiene el circuito anódico; en el caso de la figura 76 esa resistencia es la interna de la batería anódica.

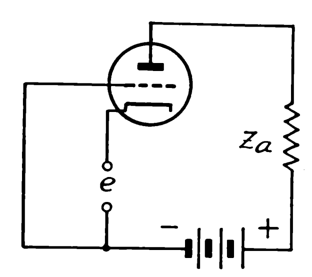


FIG. 75. — Amplificador con grilla a masa.

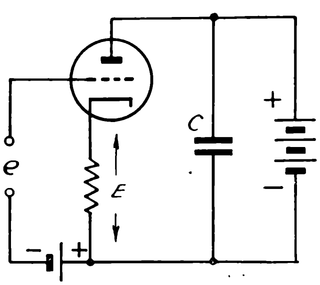


FIG. 76. — Amplificador con placa a masa, denominado *seguidor catódico.*

La aplicabilidad de los tres tipos de amplificadores a triodo será vista al ocuparnos de los circuitos, pues ellos determinan en cada caso

el montaje más conveniente. Baste saber, por el momento, que las impedancias de entrada a la válvula son grandes para la grilla y menores para el cátodo, de modo que cuando se dispone de una fuente de señal de alta impedancia se entrará por grilla y si es de baja impedancia convendrá la entrada por cátodo. Para la salida, si sigue a la válvula un circuito de impedancia media se puede tomar la señal de salida de la placa, pero si necesitamos salida en baja impedancia puede tomarse esa salida en el circuito de cátodo. Todo esto puede solucionarse de otro modo, pues sabemos que mediante transformadores se convierten circuitos de baja impedancia en alta y viceversa, pero hay ocasiones en las que no pueden emplearse transformadores.

TETRODOS Y PENTODOS

En las vecindades del cátodo se forma una nube de electrones que no son atraídos por la placa y que limitan la corriente anódica, produciendo la saturación anticipada de la válvula. Para mejorar el rendimiento se trata de eliminar el fenómeno citado, llamado *carga espacial*, acelerando los electrones que salen hacia la placa. Esto se consigue colocando

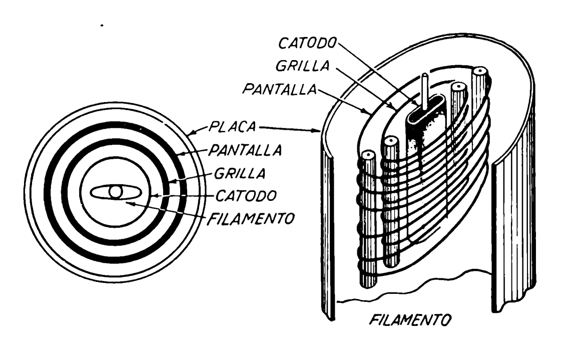


FIG. 77. — Cortes esquemáticos de un tetrodo bi-grilla.

una nueva grilla en el espacio placa-cátodo y dando a la misma potencial positivo. Los electrones son atraídos por el nuevo electrodo, y al llegar a él entran en la zona de influencia de la placa, siguiendo entonces su camino hacia esta última.

Según que la grilla auxiliar se coloque entre la grilla de control normal y la placa, o envolviendo a este último electrodo, la válvula se denomina *tetrodo bi-grilla* o *tetrodo de placa blindada*, respectivamente.

La figura 77 representa un corte esquemático de un tetrodo bigrilla y la 78 un tetrodo de placa blindada, en los que mediante la grilla *pantalla* se destruye el campo electrostático que existe entre la grilla de control y la placa, reduciéndose entonces la capacidad entre los electrodos mencionados.

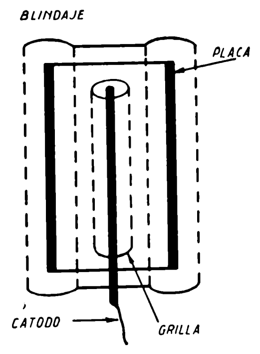


Fig. 78. — Corte esquemático de un tetrodo de placa blindada.

Las características anódicas estáticas de estas válvulas tienen el aspecto que muestra la figura 79, diferenciándose de las curvas correspondientes a los triodos en forma notable. A partir de un cierto potencial de placa, los electrones adquieren gran velocidad y chocan contra la placa con violencia, provocando desprendimiento de electrones de la placa, que son atraídos por la pantalla. Este fenómeno se denomina *emisión secundaria* y ocasiona una reducción de la corriente de placa acompañado de un aumento de la corriente de pantalla. En la figura, los puntos A corresponden al momento en que se inicia el proceso, notándose que al

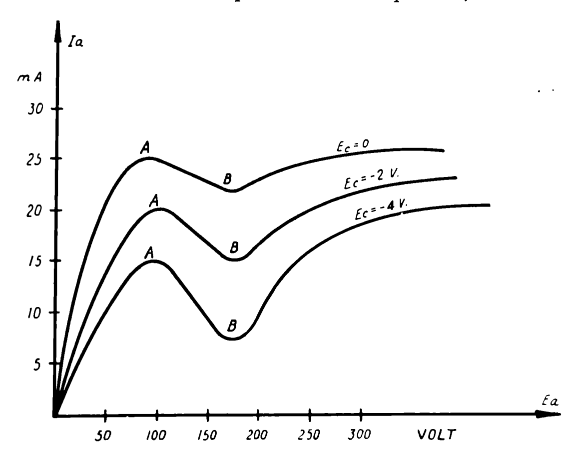


Fig. 79. — Características de placa de un tetrodo.

aumentar la tensión anódica disminuye más aún la corriente de placa, luego las curvas descienden hasta los puntos B, en que la tensión anódica es tan grande, que la placa vuelve a atraer los electrones desprendidos de ella.

En la zona AB, a un aumento de tensión corresponde una disminución de intensidad, es decir, todo pasa como si la resistencia interna de la válvula fuera negativa. Sobre este asunto se volverá al estudiar osciladores.

El esquema de conexiones del tetrodo se ve en la figura 80. La polarización de grilla E_c se obtiene de la manera habitual, lo mismo que la de placa E_a. La tensión a aplicar entre la pantalla y el cátodo debe ser positiva, de 100 a 250 Volt en las válvulas tipo *bigrillas*, y de ese orden, pero sin superar la tensión anódica, en las de placa blindada. Para esto se puede tomar una derivación en la batería de placa, derivando de la misma el punto que tiene el potencial necesario. El capacitor C permite el paso de la corriente alternada, luego, cuando a la válvula se aplica una señal, la pantalla se encontrará al mismo potencial que el cátodo, en lo que se refiere a la señal y a distinto potencial de carácter continuo.

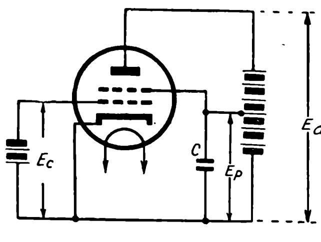


FIG. 80. — Esquema de conexiones de una válvula tetrodo.

Estas válvulas tienen mayor coeficiente de amplificación que los triodos, y además, la corriente anódica adquiere mayor independencia de la tensión de placa. La resistencia interna depende a su vez, en grado sumo, de la tensión de pantalla, por lo que se recurre a regular ésta, para obtener el valor deseado de aquélla, cuando el circuito exterior requiere un valor determinado para R_i.

El inconveniente de la emisión secundaria se evita con el agregado de un nuevo elemento entre la pantalla y la placa, denominado grilla supresora, teniendo entonces la válvula cinco electrodos.

Pentodos

La figura 81 representa esquemáticamente una válvula que tiene tres grillas: la de control, la pantalla y la supresora. Esta última se conecta a un potencial negativo con respecto a placa, para rechazar los electrones emitidos por ésta, suprimiendo así la emisión secundaria. El efecto

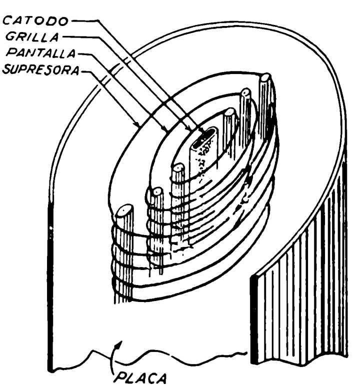


FIG. 81. — Corte esquemático de una válvula pentodo.

de tal grilla justifica, pues, su designación. Las curvas características de placa tienen el aspecto que se ve en la figura 82; no se observa en ellas

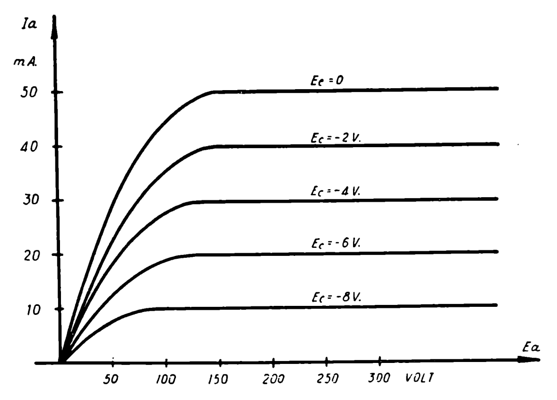


FIG. 82. — Curvas características de placa de un pentodo.

la depresión típica que ocurre en los tetrodos, sino que por el contrario, ofrecen un codo pronunciado que caracteriza a los pentodos. En estas válvulas se consiguen coeficientes de amplificación muy grandes (hasta 5000) y resistencia interna elevada.

La figura 83 muestra el esquema de conexiones, que se diferencia del de la figura 80, sólo en el detalle de la conexión de la grilla supresora, que se une al cátodo. Algunas válvulas tienen hecha ya la conexión dentro de la ampolla. La supresora queda, pues, al mismo potencial que el cátodo, esto es, negativa respecto de la placa, según se postuló.

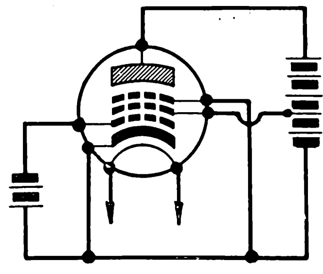


FIG. 83. — Esquema de conexiones de un pentodo.

Pentodos de haz electrónico concentrado

El campo eléctrico negativo que presenta la supresora es eficaz, pero la inclusión de la misma en el camino de los electrones representa un obstáculo en su recorrido. Se puede obtener mayor rendimiento de la válvula si en lugar de formar un blindaje físico, con una grilla, se produce un blindaje de carácter virtual, es decir, sin interponer el elemento dentro

del flujo electrónico. Para ello se colocan dos piezas metálicas a los costados, en la forma que se ve en la figura 84 y que dejan un espacio para el paso del haz electrónico. Las dos chapas se conectan al cátodo, de modo que el campo eléctrico entre los bordes enfrentados de ambas es negativo respecto de la placa. Tal campo llena la misma función que la grilla supresora de los pentodos comunes, pero con la ventaja que no se obstaculiza el paso de los electrones.

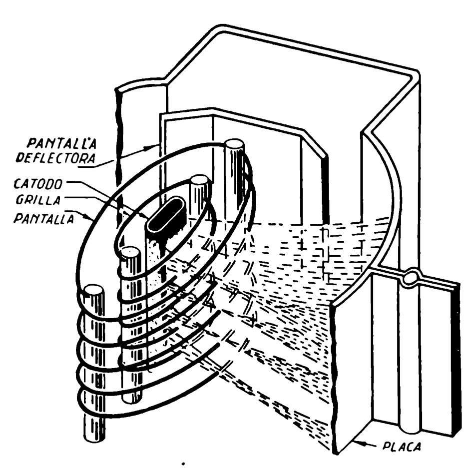


FIG. 84. — Corte esquemático de un pentodo a haz electrónico concentrado. Las pantallas deflectoras forman la supresora virtual.

Las características de estas válvulas son similares a las de los pentodos, pero acusan un codo más pronunciado que el que se observa en la figura 82. Los electrodos auxiliares se denominan comúnmente reflectores electrónicos, porque se forman en el espacio entre el cátodo y la placa dos haces de electrones muy densos, como si el efecto de aquéllos fuera precisamente provocar la concentración, y dirigir el flujo hacia la placa. En realidad, los electrones sólo pueden pasar hacia la placa por el espacio que los blindajes dejan libre, que tiene la forma de dos ventanas laterales, lo que explica la formación de los haces.

Estas válvulas son de excelente rendimiento, utilizándolas con ventaja sobre los pentodos comunes en amplificadores de audiofrecuencia y en transmisión. La densidad elevada del flujo electrónico hace que tengan menor resistencia interna que los pentodos de similares características y mayor sensibilidad, es decir que con menores variaciones de la tensión de grilla se obtiene mayor regulación de la corriente de placa que en los pentodos.

Pentodos de super-control

Las válvulas que tienen una grilla de control común, a espiras regularmente espaciadas, presentan en la característica de grilla una amplia zona en la que el coeficiente de amplificación es constante, caracterizada por la porción recta de la característica citada. Las necesidades prácticas

requirieron una válvula cuyo coeficiente de amplificación pudiera variarse a voluntad, en forma sencilla, para controlar el nivel de salida en receptores, por ejemplo.

Se construyó entonces la válvula denominada *a μ variable*, o de *super-control*, cuya grilla se hace espaciando las espiras en forma irregular,

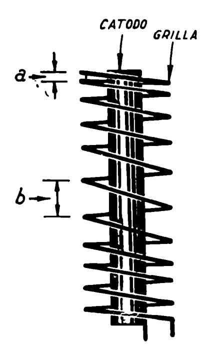


Fig. 85. — Disposición de la grilla en una válvula de super-control.

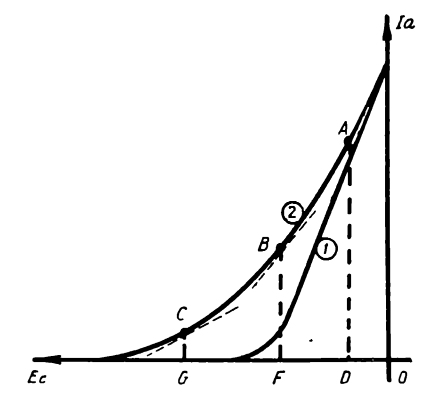


Fig. 86. — Característica de grilla de una válvula de super-control.

según se ve en la figura 85. Las espiras superiores e inferiores se colocan más juntas que las centrales, de modo que la distancia (b) de la figura, es mayor que la (a).

Se consigue con esto que la característica de grilla presente una curvatura continua, como se ve en la curva (2), de la figura 86. La curva (1), corresponde a una válvula de grilla común. El coeficiente de amplificación está ligado a la pendiente de la característica de grilla, es decir, a la pendiente de la tangente a la curva en el punto de trabajo. Así, para el punto A, obtenido polarizando la grilla con una tensión dada por el segmento OD, se tiene un valor determinado del coeficiente de amplificación. Para el punto B, al que corresponde una polarización OF de grilla, la tangente a la curva tiene menor inclinación, luego el coeficiente de amplificación será menor, y así sucesivamente, para el punto C, con polarización OG, la amplificación será menor aún, etc.

Se tiene así una válvula cuya amplificación está regulada eficazmente, variando la polarización de reposo dada a la grilla de control. Esto resulta útil para variar el nivel de salida de un receptor, por ejemplo, cuando se reciben señales de distinta magnitud, operación que puede hacerse en forma manual o automática. Esto último se verá oportunamente bajo el título de *control automático de sensibilidad*.

Se emplean estas válvulas, entonces, en etapas amplificadoras de radiofrecuencia, no pudiéndose utilizar en audiofrecuencia por la gran curvatura de la característica de grilla, que ocasionaría elevada distorsión. En tal caso, se varía el nivel de salida modificando la amplitud de la señal aplicada a la grilla y eligiendo la polarización de grilla de un valor tal que el punto de trabajo caiga en el centro de la parte recta de la característica citada.

Estas válvulas suelen designarse comercialmente de *corte alejado* en contraposición con los pentodos comunes que se llaman de *corte neto.* Ejemplos típicos de válvulas amplificadoras de super-control, son la 58, la 78, la 6K7, 6BA6, etc., en los tipos R.C.A. o similares.

VALVULAS ESPECIALES

Hay una serie numerosa de válvulas, que incluyen dentro de una misma ampolla dos o más válvulas simples, con elementos comunes o sin ellos. Si tienen un electrodo que se utiliza en todas las secciones, él es el filamento y el cátodo. La figura 87 da los símbolos esquemáticos de algunas de las válvulas múltiples muy usadas.

La (a) es un doble diodo, de calentamiento indirecto, y con cátodos independientes, empleada generalmente como rectificadora de onda com-

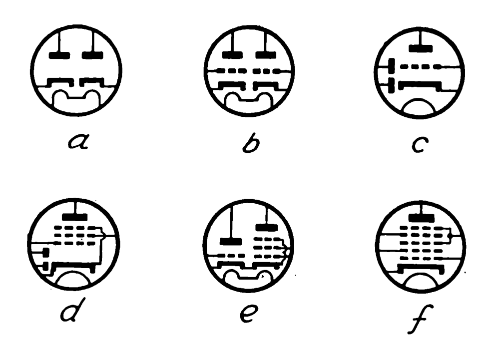


FIG. 87. — Símbolos esquemáticos de algunas válvulas múltiples.

pleta. Hay modelos con cátodo único, y aún sin este electrodo, es decir, de calentamiento directo.

La (b) es un doble triodo, que al igual que la anterior puede tener un sólo cátodo común a las dos secciones o carecer de él. Las grillas y las placas en tal caso están colocadas en ambos extremos del cátodo, mientras

que en el primer caso se construyen las dos válvulas en posición paralela en el interior de la ampolla.

Los tipos (c) y (d) son las combinaciones de un doble diodo con un triodo y con un pentodo, respectivamente, habiendo algunos tipos que tienen un solo diodo. Las hay de calentamiento directo o indirecto, y hay un tipo que comprende las dos válvulas dobles en una sola ampolla, el diodo, el triodo y el pentodo (R.C.A. tipo 1D8GT y 3D8GT).

La válvula que corresponde al símbolo (e) es un triodo y pentodo con filamento y cátodo comunes. Algunos modelos tienen la grilla del triodo unida a una de las grillas del pentodo o de un exodo, utilizándosela como conversora de frecuencia en receptores super-heterodinos (sobre este tema se volverá oportunamente).

Otras válvulas que realizan funciones similares, son las penta-grillas, teniendo un par de tales electrodos que conjuntamente con el cátodo forman un triodo pues a una de las grillas se le da carácter de placa. Corresponde el símbolo (f) y las dos primeras grillas dibujadas próximas al cátodo, son las citadas, siendo la más alejada la *grilla-ánodo*.

Otras válvulas múltiples son los pentodos dobles (R.C.A. tipo 1E7G), utilizados en amplificadores simétricos de audiofrecuencia; el doble triodo en cascada, con el acoplamiento hecho dentro de la válvula (R.C.A. 6AB7G) para amplificador de potencia; el doble triodo de una sola placa (6AE7GT) y otros modelos más.

Indicador visual a rayos catódicos

Se trata de un triodo al cual se le agrega un electrodo de control unido a la placa (figura 88) y una pantalla cónica que está a potencial

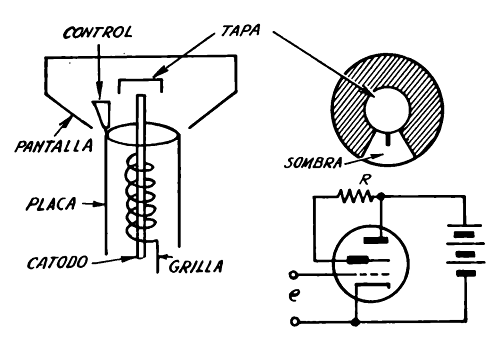


FIG. 88. — Indicador visual a rayos catódicos.

positivo mayor que el de placa mientras hay corriente anódica y a igual potencial cuando la corriente de placa se anula por polarizarse la grilla

al corte. En el esquema de la misma figura 88 se ve que la resistencia R provoca caída de tensión entre la pantalla y la placa sólo cuando hay corriente anódica. La tensión de grilla *e* se toma de un circuito cuyas variaciones se desean visualizar.

El cátodo emite electrones, los cuales forman rayos rectilíneos llamados catódicos, que bombardean la pantalla cónica provocando en ella luminiscencia. En el frente de la pantalla se ve un aro luminoso por obstruir una tapa circular la parte central de aquélla. Si la polarización de grilla *e* es menor que la de corte, hay corriente anódica y caída en el resistor R. Con esto ocurre que la tensión del electrodo de control es menor que la de la pantalla fluorescente, y en su entorno no llegan electrones, produciéndose un sector de sombra o falta de luminosidad. El ángulo de abertura de ese sector depende de la tensión de grilla y es, en cierto modo, una medida de ella. Para tensión de grilla nula la corriente de placa es máxima, la caída en R también y el ángulo de sombra adquiere su valor mayor, unos 100 grados, según los modelos. La aplicación más conocida de esta válvula es como indicador visual de sintonía en los receptores, pero puede usarse como indicador de tensiones variables, de tensión nula, etc.

Válvulas gaseosas

Si en el interior de las ampollas de las válvulas se coloca un gas, se producen alteraciones en las condiciones normales de funcionamiento, pero aparecen otras características que les dan nuevas posibilidades de aplicación.

Veamos por ejemplo el *diodo gaseoso* OA4 de la R.C.A. cuyo esquema de aplicación se ve en la figura 89. Por lo pronto no tiene filamento calefactor, pues en él no hay emisión termoiónica. Los electrones serán desprendidos del cátodo por hacerse conductor el medio dentro de la ampolla por ionización del gas. Hay también un electrodo de control dentro de la ampolla, que se denomina *auxiliar* (A).

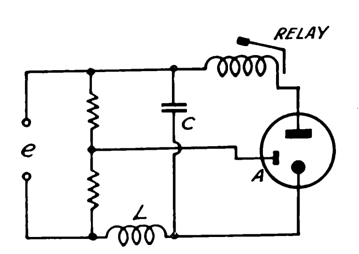


FIG. 89. — Diodo gaseoso con electrodo de control.

La tensión de entrada es la alterna de la red, pero superpuesta a ella viene una señal de alta frecuencia. Mientras está sólo la alterna el diodo permanece conectado pero no trabaja. En cuanto aparece en los bornes de entrada la señal de R.F., la misma queda aplicada en parte al electrodo auxiliar, se produce la ionización del gas y el diodo conduce corriente,

con lo cual se acciona el relay, que es lo que se quería. De este modo el relay cierra o abre un circuito a voluntad con sólo enviar por la línea eléctrica de canalización un impulso de R.F. El inductor L y el capacitor C forman un filtro para la alta frecuencia.

Veamos ahora otra interesante válvula gaseosa, el triodo *Tyratrón*, de gran empleo en generadores de señales de formas especiales de onda. En este triodo lleno de gas, si la grilla está polarizada muy negativamente,

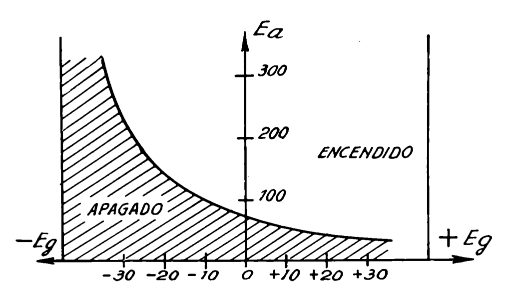


FIG. 90. — Funcionamiento del triodo gaseoso Tyratrón.

no hay emisión, pero si se reduce esa polarización hasta llegar a un valor especial que se llama *de cebado*, comienza la emisión. Entonces los electrones desprendidos del cátodo chocan con el gas, provocan la ionización o desprendimiento de electrones de éste, y el flujo electrónico ya no puede ser controlado por la grilla. Para interrumpirlo es preciso cortar la tensión anódica.

Para cada tensión de cebado de grilla hay un valor necesario de la tensión anódica para comenzar la emisión, tal como lo muestra la figura 90. La región a la izquierda de la curva es la que mantiene apagada a la válvula y la de la derecha la de encendido. Obsérvese que para valores de tensión negativos en grilla se necesitan grandes tensiones anódicas y para tensiones positivas en grilla el encendido se produce para tensiones bajas de placa.

CAPITULO IV

ALIMENTACION DE VALVULAS

CIRCUITO DE FILAMENTOS

Alimentación con pilas o baterías

Cada tipo de válvula tiene especificada la tensión y corriente normales de filamento, de modo que siempre puede elegirse la fuente de energía apropiada para alimentarlo. Así, se distinguirán cuatro tipos fundamentales de circuitos, según se disponga de redes de corriente alternada, o continua, de baterías, o de generadores.

La alimentación con baterías se utiliza en equipos portátiles, en aparatos para la campaña donde no se dispone de distribución de energía eléctrica por redes y en ciertos casos en que se requiere una constancia de tensión rigurosa, como en generadores de señales y voltímetros a válvula para mediciones radioeléctricas.

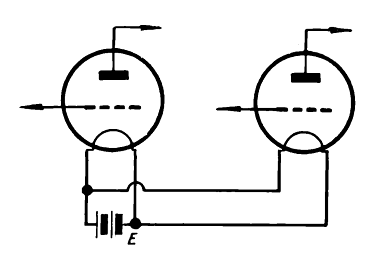


Fig. 91. — Alimentación de filamentos con batería.

La figura 91 esquematiza la conexión de baterías para alimentar los filamentos de una o más válvulas cuya tensión normal en ese electrodo es igual a la de la batería, E Volt. Todas las válvulas se conectan en paralelo; las tensiones usuales son 1,4 Volt ó 6 Volt, siendo más común la primera, que requiere solamente una pila seca, mientras que para el segundo caso se deben conectar cuatro pilas en serie. Si la capacidad de la pila es Q, dada en Amper-horas y la intensidad normal de filamento de todas las válvulas en paralelo es I, la duración de la pila o grupo de pilas en serie es el cociente entre ambas magnitudes:

$$T = \frac{Q}{I}$$

resultando el tiempo T en horas. Si se desea aumentar la duración T, se conectan varias pilas o grupos de pilas en paralelo, con lo que las capacidades Q de cada una se suman. La intensidad total de filamento I se calcula sumando las corrientes normales de filamento de todas las válvulas conectadas, tanto para el caso de 1,4 Volt, como para el de 6 Volt, y la capacidad Q es la de una sola pila, aunque se utilicen cuatro en serie, pues se descargan todas al mismo tiempo. Si se conectan en paralelo, en cambio, cada pila o grupo de pilas contribuye al consumo del circuito por partes iguales, de modo que deben sumarse las capacidades Q de cada pila en paralelo.

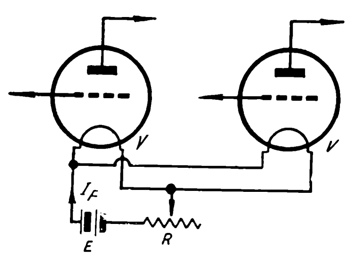


FIG. 92. — Alimentación de filamentos con batería y resistencia de ajuste.

Si la tensión de filamento de la válvula difiere de la de la batería o grupo de pilas, como en el caso de las válvulas de 2 Volt, por ejemplo, en que no se puede formar un grupo de pilas que suministre esa tensión, se debe conectar en serie una resistencia para provocar una caída de potencial y reducir en esa forma la tensión disponible en la batería a la de alimentación de las válvulas. La figura 92 ilustra sobre el caso, y se ha designado en ella V a la tensión de los filamentos de las válvulas, I_f a la suma de todas las intensidades normales de esos electrodos, E a la tensión de la batería y R al valor que tiene la resistencia ajustable, una vez que se haya corrido su brida al lugar definitivo. Se puede estimar a priori el valor aproximado de R mediante la fórmula:

$$R = \frac{E - V}{I_f}$$

en la que se deben tomar las tensiones en Volt y la intensidad en Amper. I_f corresponde a la intensidad total de filamento de todas las válvulas conectadas. Un caso muy común de alimentación con batería lo constituye el de los equipos para automóviles, barcos y aviones, en los que se dispone como fuente de energía de una batería de acumuladores de 6, 12 o más Volt, debiendo elegirse válvulas cuya tensión normal de filamento sea, en lo posible, igual a la de la batería. En caso contrario, se conectarán grupos en serie para formar la tensión mencionada, o se recurrirá a conectar resistencias en serie como en el esquema de la fig. 92.

Alimentación con corriente alternada

En este caso, es casi general la utilización de transformadores reductores para alimentar los filamentos de las válvulas del equipo, que se conectan entonces en paralelo. La figura 93 da el esquema de conexiones para dos o más válvulas. El primario del transformador T se conecta a la red, generalmente de 220 Volt y el secundario suministra una tensión E, igual a la normal de calefactor de las válvulas. El devanado debe tener sección suficiente para drenaje continuo de la intensidad I, suma de las de filamento de todas las válvulas. Se utilizan, dentro de lo posible, válvulas de calentamiento indirecto, es decir, con cátodo independiente, para independizar en forma absoluta el circuito de corriente alternada del de trabajo de la válvula.

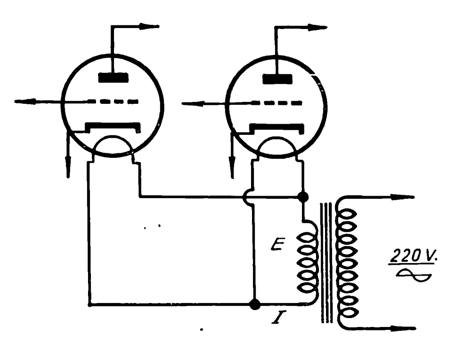


Fig. 93. — Alimentación de filamentos con transformador reductor.

Es poco común que el transformador T tenga un solo secundario, pues se lo dota, además del anterior, del devanado para la fuente de placa y de otro para el filamento de la válvula rectificadora. Además, si se utilizan válvulas de distintas tensiones en filamento, deberá tener varios secundarios para tal fin. Las tensiones comunes utilizadas en estos casos son 2,5, 6,3 y 12,6 Volt.

Alimentación con corriente continua o ambas corrientes

Las dificultades de obtener de la red de corriente continua tensiones reducidas para el circuito de calefactores de las válvulas, ha hecho adoptar la conexión en serie de todos los filamentos, como se ve en la figura 94, tratando de utilizar válvulas de la mayor tensión en lo posible. Si la suma de todas las tensiones E_1, E_2, E_3, etc., de los filamentos no totaliza la tensión de la red, que es generalmente de 220 Volt, se debe colocar una resistencia R en serie. La intensidad de calefactor de todas las válvulas debe ser la misma, o sea I en Amper. El valor de R será:

$$R = \frac{V - (E_1 + E_2 + E_3)}{I}$$

siendo V la tensión de la red y las tensiones dentro del paréntesis, las de todas las válvulas utilizadas en serie. En el circuito se inserta un interruptor L, para encender o apagar el equipo.

La resistencia R se debe colocar en el extremo de la serie que corresponde al polo positivo de la red de corriente continua, o al polo

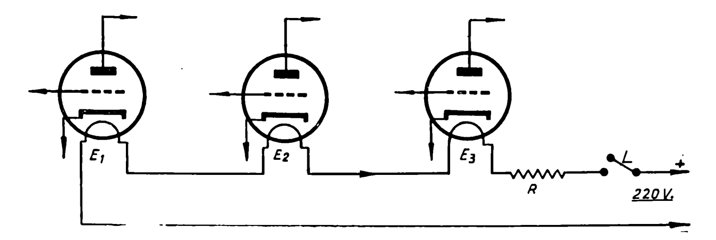


Fig. 94. — Alimentación de filamentos en serie con la red de canalización.

vivo de la red de corriente alternada, para que la diferencia de potencial entre los filamentos y masa sea la menor posible, tal como se ha indicado en el esquema. Es común que esta resistencia R se haga con un alambre arrollado con amianto en el mismo cordón de alimentación.

Alimentación con generadores

En muchos casos la fuente de energía para el equipo es un generador accionado mediante un motor de combustión, una suerte de molino de viento, u otro motor cualquiera.

En tal situación se deberán elegir válvulas cuya tensión de filamento coincida con la generada por la máquina o conectar varias válvulas en serie hasta totalizar tal tensión, completando la serie con resistencias, si fuera necesario. Se puede asimilar el problema al caso de alimentación desde la red de corriente continua, o mediante baterías, pues tiene cierta similitud con estos últimos casos.

Las tensiones más utilizadas en la práctica, son: 32, 110 y 220 Volt, como se verá con más detalles en el párrafo correspondiente a los circuitos de placa.

Válvulas de gran potencia

Ciertos equipos, en particular transmisores, tienen válvulas cuya potencia es tal que hacen relegar a segundo plano el factor alimentación de filamento para decidir la elección del tipo adecuado. En efecto, para potencias de disipación del orden de algunos miles de Watt, comienza a cobrar importancia fundamental la fuente de placa, de modo que no

preocupa el circuito de calefactor. Se suele utilizar un transformador independiente para cada válvula, tal como se ve en la figura 95 y cuyo primario se conecta a la red de corriente alternada. El secundario tiene derivación central para conectar dos capacitores C que sirven de paso a la radiofrecuencia, pues el secundario del transformador presentaría una impedancia muy grande a las frecuencias elevadas. El valor usual para C es de alrededor de 0,002 microfarad. Las tensiones comunes para filamentos son de 5, 7,5, 10 Volt, etc., siendo la intensidad de algunos Amper hasta de un centenar.

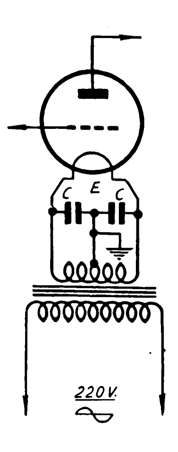


FIG. 95. — Alimentación de filamentos con transformador monofásico.

Para potencias muy grandes, del orden de 100 Kilowatt o más, vuelve a constituir un problema el circuito de filamento y para obtener mayor economía de explotación, se lo construye en disposición trifásica, alimentándoselo directamente desde la red de corriente alternada trifásica, casi siempre en montaje estrella.

El diseño del transformador, en relación con la tensión y corriente necesarias, se verá en la parte correspondiente a los circuitos de placa, pues en los casos más comunes el mismo transformador tiene, como se ha dicho, varios devanados secundarios para los distintos circuitos del equipo. Para transmisores de gran potencia se utilizan transformadores independientes para los filamentos, pero su diseño no se diferencia del criterio general, de modo que se puede englobar en un solo tema ambos tipos de circuitos.

CIRCUITO DE PLACAS

Alimentación con baterías

Los equipos portátiles, y aquellos que exigen una constancia de tensión muy estricta (osciladores patrones, voltímetros a válvula, etc.), se alimentan con pilas y baterías. La fuente de placa o fuente B, en particular, está constituída por una batería de pilas secas, en uno o más blocks, que se conecta de acuerdo con el esquema 96. Las baterías se encuentran en plaza con tensiones standard de 4,5, 22,5, 67,5, 45 Volt, etc., de modo que si la tensión de placa de las válvulas del equipo, es E Volt, se deberán utilizar una o más baterías en serie hasta totalizar la tensión pedida. Es usual la conexión de dos baterías de 45 Volt, pues algunos aparatos portátiles funcionan con 90 Volt. En el esquema, las resistencias R_1 y R_2 son las de carga anódica de las válvulas, cuyos valores se determinan por relaciones conocidas o se adoptan los valores recomendados por la fábrica.

Si las válvulas del equipo requieren distintas tensiones anódicas, pueden utilizarse dos o más baterías distintas, o sino una batería única con derivaciones de manera de disponer de varias tensiones.

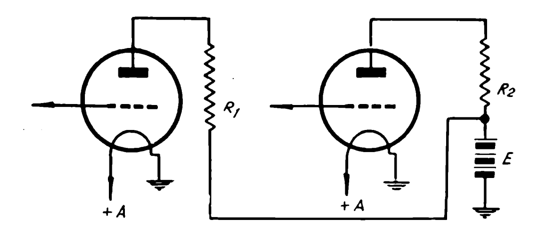


Fig. 96. — Alimentación de placas con batería.

Casi todas las válvulas para baterías son de calentamiento directo de modo que el filamento oficia de cátodo, teniendo uno de sus extremos conectado a chasis a efecto de cerrar el circuito anódico.

Alimentación con corriente alternada

Los equipos que se alimentan desde la red de corriente alternada son los más prácticos desde el punto de vista de la elasticidad de utilización, pues mediante un transformador elevador se puede obtener siempre exactamente la tensión de placa necesaria para máximo rendimiento de las válvulas. Para disponer de la tensión continua que substituye a la batería anódica, se utiliza un montaje rectificador de media onda, o, más generalmente, de onda completa, tal como se ve en la figura 97. Las

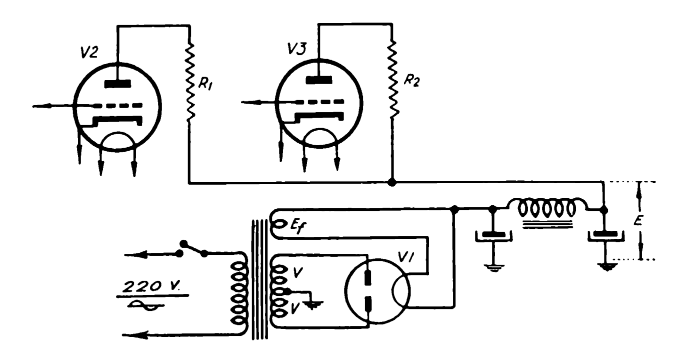


Fig. 97. — Alimentación de placas con un rectificador de onda completa.

resistencias R_1 y R_2 son las cargas anódicas, tal como se vió en el párrafo anterior. V_1 es la válvula rectificadora, cuyo filamento se alimenta con un devanado auxiliar que suministra la tensión E_f recomendada para V_1. El devanado principal debe estar diseñado para entregar una tensión eficaz V_1 por rama, bajo un consumo total del equipo, prefijado.

Diseño del transformador

El transformador elevador de tensión se puede dimensionar de acuerdo con las intensidades de consumo de cada devanado y las tensiones eficaces que deben suministrar. La forma del núcleo es casi siempre del tipo acorazado, tal como se describió en el capítulo I y como se ilustra en la figura 98. El devanado primario se coloca en la parte central y sobre él

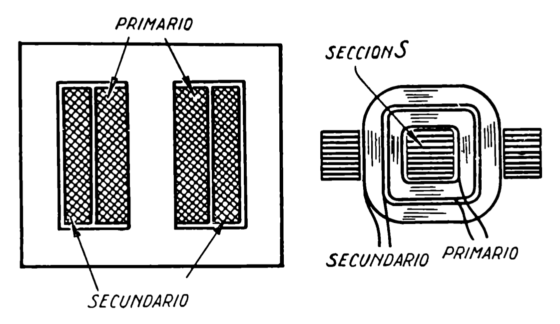


FIG. 98. — Corte esquemático del transformador de alimentación.

se bobinan los secundarios. Para el diseño se toma como base una densidad de flujo magnético de 8.000 líneas por cm², que es un valor aceptable para chapas de acero al silicio. El número de espiras de cada bobinado está en relación con la sección transversal de la parte central del núcleo, indicada con S en la figura, pudiéndose usar la fórmula empírica:

$$N_1 = \frac{60\, V_1}{S}$$

siendo N_1 el número de espiras del primario, V_1 la tensión eficaz aplicada, generalmente igual a 220 Volt, y S la sección transversal del núcleo en cm². Los números de espiras de los demás devanados se calculan en función de las tensiones eficaces que deben suministrar y del número de espiras N_1 por la relación:

$$N = \frac{N_1\, E}{V_1}$$

siendo N_1 y V_1 los valores de la fórmula anterior y E la tensión eficaz entre bornes del devanado que se considera.

La sección transversal del núcleo está ligada a la potencia que debe transferir el transformador. Si la potencia de entrada al primario es:

$$P_1 = V_1 I_1$$

dada en Voltamper, que, por otra parte, puede deducirse de las potencias de todos los secundarios, sumándolas y dividiendo por el rendimiento del transformador, que es de 0,75 para transformadores de unos 60 Watt, 0,85 para transformadores de 80 Watt y 0,90 para transformadores de 100 a 500 Watt, pasando aún esa cifra para transformadores mayores.

La sección transversal S debe ser aproximadamente:

$$S = 1{,}5 \sqrt{P_1}$$

tomando P_1 en Voltamper resulta S en cm^2.

El diámetro del alambre se toma de forma tal, que la densidad de corriente sea de unos 2 Amper por mm^2 y una vez conocido el diámetro y el número de espiras se puede dimensionar la ventana del núcleo.

En efecto, si d_e es el diámetro del alambre, incluída la aislación del mismo y N el número de espiras necesarias, la sección de la ventana que necesita ese devanado será algo mayor de:

$$\frac{d_e^2 N}{100}$$

que resulta en cm^2 si se toma d_e en mm. Haciendo el mismo cálculo para todos los bobinados, se obtiene, por suma, la sección total de la ventana, debiendo preverse el espacio para las capas de aislación entre los distintos devanados.

Cálculo del filtro para el rectificador

Para determinar los valores que deben tener los elementos que integran el filtro, consideremos primero el caso de un filtro a resistencia y capacidad, como el que vemos en la figura 99. A la entrada tenemos una tensión continua E_c a la que se superpone una alterna E_a y cuya relación se denomina *factor de alterna a la entrada.* Podemos considerar al circuito, a los efectos de las tensiones alternas a la entrada E_a y a la salida E'_a, como si el primer capacitor estuviera en paralelo con la serie formada por el segundo con el resistor R. La tensión continua a la salida es E'_c menor que la de la entrada, por la caída en R.

Llamaremos *factor de filtrado* F a la relación que hay entre las tensiones alternas a la salida y a la entrada del filtro, factor que suele

expresarse en %, diciendo que se tiene un factor de, por ejemplo, 2 %. Si escribimos el valor de F, pondremos:

$$F = \frac{E'_a}{E_a}$$

y como las tensiones alternas están en la misma relación que las impedancias, y teniendo en cuenta la superposición de las dos ramas en paralelo que mencionamos antes, podemos escribir la expresión vectorial:

$$F = \frac{j\,X_c}{R + j\,X_c}$$

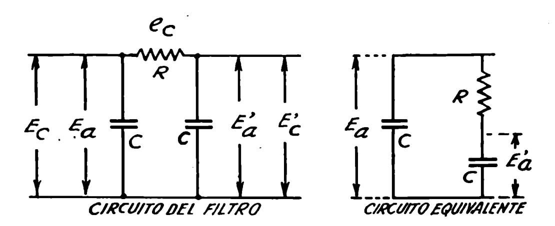


Fig. 99. — Filtro a resistencia-capacidad para rectificadores.

y ahora podemos escribir el valor de la reactancia capacitiva en función de la capacidad y la frecuencia y pasar a la expresión algebraica:

$$F = \frac{\dfrac{1}{\omega C}}{\sqrt{R^2 + \dfrac{1}{\omega^2 C^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}}$$

Esta expresión puede ser simplificada, pues el sumando uno generalmente es despreciable, y la capacidad puede tomarse en microfarad, con lo que el factor de filtrado vale:

$$F = \frac{10^6}{\omega C R}$$

Ejemplo. Si queremos un filtrado de 3 %, es decir que la remanencia de alterna a la salida del filtro sea sólo del 3 %, o sea $F = 0{,}03$, y el resistor R tiene un valor de 1000 Ohm, se pregunta el valor de la capacidad C a la entrada y a la salida. Sabemos que ω para $f = 50$ c/s vale 314.

$$C = \frac{10^6}{\omega R F} = \frac{10^6}{314 \times 1000 \times 0{,}03} = 100\ \mu F$$

Sea ahora el caso del filtro a inductancia y capacidad que mostramos en la figura 100. Para hacer rápidamente los cálculos despreciaremos el valor de la resistencia del bobinado de L, es decir consideraremos sólo su

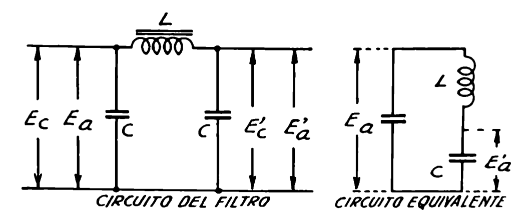


FIG. 100. — Filtro a inductancia-capacidad para rectificadores.

reactancia inductiva. Haciendo las mismas consideraciones que antes se determina el factor de filtrado por relación entre las tensiones de alterna a la salida y a la entrada: escribiendo la expresión vectorial:

$$F = \frac{E'_a}{E_a} = \frac{\dfrac{1}{\omega C}}{\omega L - \dfrac{1}{\omega C}} = \frac{1}{\omega^2 L C - 1}$$

Expresión que, por haber despreciado la resistencia del bobinado, tiene carácter algebraico, y puede ser simplificada despreciando la unidad como restando y poniendo el factor numérico para tener la capacidad en microfarad:

$$F = \frac{10^6}{\omega^2 L C}$$

Ejemplo. Se quiere tener el mismo filtrado del ejemplo anterior, o sea 3 %, es decir $F = 0{,}03$, con una bobina de 10 Henry. Veamos cual es el valor necesario para la capacidad a la entrada y a la salida:

$$C = \frac{10^6}{\omega^2 L F} = \frac{10^6}{314 \times 314 \times 10 \times 0{,}03} = 33\ \mu F$$

El resultado obtenido nos permite deducir que el filtrado a inductancia y capacidad es mucho más eficaz que el de resistencia y capacidad. Si se emplea el segundo en los equipos modernos es por razones de economía,

pues es fácil obtener capacitores de gran capacidad y se economiza la bobina que, por tener núcleo de hierro, es costosa.

Es importante aclarar que la frecuencia del remanente de alterna es de 50 c/s para rectificadores de media onda y de 100 ciclos por segundo para rectificadores de onda completa, según vimos en el capítulo anterior. Como la pulsación ω vale $2\pi f$ tendremos que tomar 314 como valor de ω para rectificadores de media onda y 628 para los de onda completa.

Alimentación con corriente continua

La red de corriente continua tiene casi siempre 220 Volt de manera que la alimentación de las placas se hace en forma directa, tal como lo demuestra la figura 101. Se debe colocar un capacitor electrolítico C, de

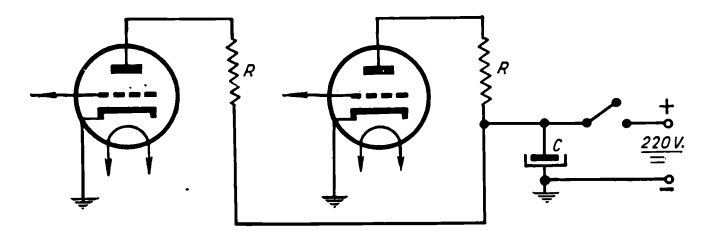


Fig. 101. — Alimentación de placas con la red de corriente continua.

capacidad grande, 20 a 40 microfarad, para evitar la presencia de zumbidos en el equipo y para nivelar las variaciones de amplitud de la tensión de la red. El tomacorriente y la ficha deben tener una marca a fin de no confundir la polaridad, pues las placas deben ser conectadas al polo positivo de la red. En lo demás, este tipo de aparatos no se diferencia del anterior.

Alimentación con ambas corrientes

Los equipos que deben poder utilizarse indistintamente en corriente continua o alternada tienen una rectificadora de media onda insertada en serie con la alimentación anódica, para cuando se los conecta en la red de alternada. La figura 102 da el esquema de conexiones a realizarse en este caso.

Si se lo conecta a la red de continua, debe respetarse la polaridad indicada en el circuito y la rectificadora trabaja continuamente, significando en el funcionamiento una resistencia en serie con el circuito de placa, de modo que se producirá una caída de potencial que se debe pre-

ver. El funcionamiento del rectificador en corriente alternada ya ha sido descripto anteriormente, por lo que omitimos mayor abundamiento.

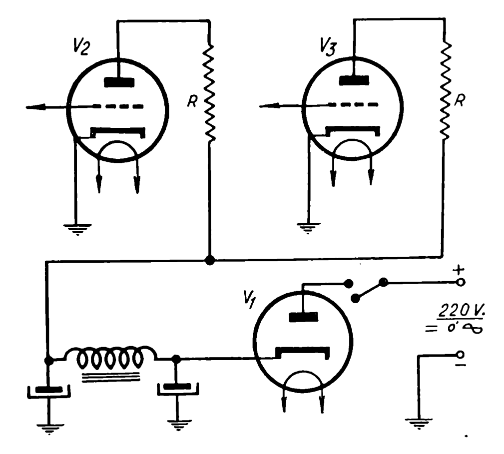


FIG. 102. — Alimentación de placas con un rectificador de media onda.

Alimentación con generador

Si no se dispone de red de distribución de energía eléctrica y no se desea utilizar baterías por los inconvenientes de recambio de las mismas, se emplean generadores de corriente continua que suministran la tensión de utilización en el equipo.

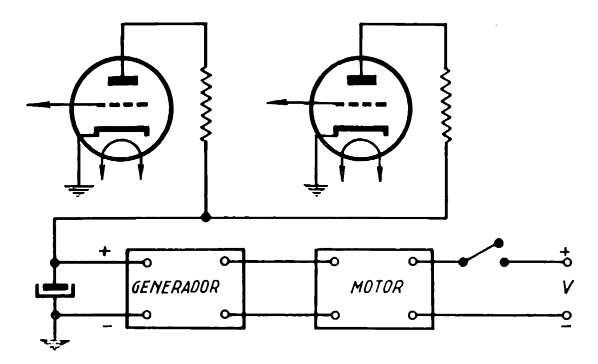


FIG. 103. — Alimentación de placas con motor-generador.

La polaridad de los bornes del generador debe seguirse, de acuerdo con la indicación en la figura 103. El generador puede ser arrastrado por un motor eléctrico de baja tensión, como en el caso de los automóviles y embarcaciones en que se dispone de una batería de acumuladores de tensión de 6 a 12 Volt, en el de las pequeñas usinas de campaña de 32 ó 110 Volt, etc. En otros casos el generador puede moverse mediante un motor de combustión, pequeñas turbinas o molinos de viento (cargadores aéreos). En este capítulo sólo corresponde estudiar la parte de alimentación de las válvulas, de manera que interesa el circuito desde el generador hacia adelante, que no se diferencia prácticamente en nada del caso de alimentación desde la red de corriente continua, de modo que su descripción ya ha sido tratada.

Alimentación con vibrador

Los equipos para automóviles, embarcaciones, aviones, etc., que disponen de una batería de acumuladores, utilizan generalmente un vibrador para el circuito de placa. El citado dispositivo es un conmutador automático, que convierte en pulsante la corriente continua de la batería, con lo

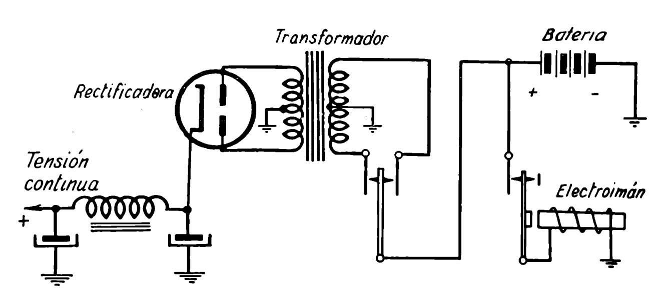


FIG. 104. — Alimentación de placas con vibrador no sincrónico.

que puede excitarse luego el primario de un transformador elevador y proceder como si se tratara de corriente alternada.

La figura 104 da el esquema de conexiones para vibradores denominados *a válvula*, en los que un electroimán se excita y desexcita alternativamente haciendo circular la corriente en distintos sentidos por el primario del transformador, e induciéndose, por consiguiente, en su secundario una f.e.m. de carácter alternado. La válvula funciona como rectificadora de onda completa y desde aquí el circuito no difiere de los comunes para corriente alternada.

Los contactos de la armadura del electroimán deben ser de excelente calidad, por lo que se les suele cubrir con un metal inoxidable (platino,

etc.), pues en el funcionamiento correcto de esa parte estriba todo el éxito del sistema.

Actualmente se ha suprimido la rectificadora utilizándose los vibradores denominados *sincrónicos*, cuyo esquema de conexiones está representado en la figura 105.

La armadura del electroimán tiene, en este caso, además del contacto de retorno a masa un doble juego de contactos unidos a los extremos del secundario y primario del transformador elevador de tensión. El conjunto

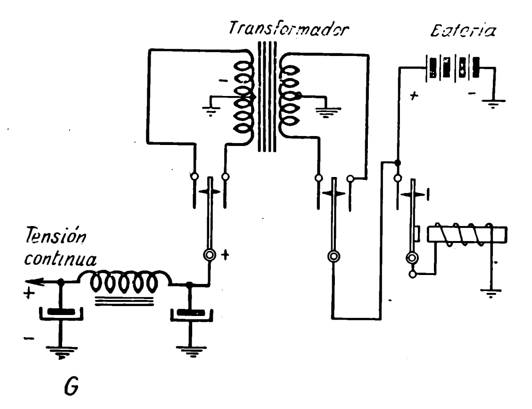


FIG. 105. — Alimentación de placas con vibrador sincrónico.

se comporta como inversor, para la corriente continua de la batería, y como rectificador mecánico, para la tensión inducida en el secundario del transformador. En efecto, tal como se puede apreciar en el esquema, para cualquier posición superior o inferior de la armadura la corriente en el secundario del transformador tiene sentido tal, que fluye por el punto medio del mismo hacia el circuito de utilización. El filtro formado por la bobina y los capacitores electrolíticos se encarga de enderezar la corriente, de manera que la tensión de alimentación del equipo es prácticamente continua.

En varios puntos del circuito se conectan capacitores para absorber la corriente de alta frecuencia producida por la continua interrupción del circuito, los que no aparecen en el esquema.

CIRCUITO DE PANTALLAS

Alimentación con baterías

La grilla pantalla de los tetrodos y pentodos debe conectarse a una tensión menor, o en ciertos casos igual a la de la placa. Si es igual, nada hay que agregar a lo visto en el párrafo anterior. Si es menor, pueden emplearse, en normas generales, dos disposiciones distintas: la de divisor de tensión y la de resistencia en serie.

La figura 106 da el esquema correspondiente al montaje divisor de tensión, para baterías, en la cual la tensión de pantalla se toma de una

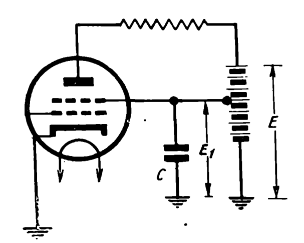


Fig. 106. — Alimentación de pantalla con una derivación de la batería de placa.

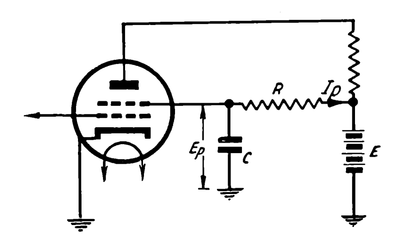


Fig. 107. — Alimentación de pantalla con la misma batería de placa, colocando resistencia en serie.

derivación en la batería, directamente. La tensión de placa es E y la de pantalla E_1 menor que E. El capacitor C sirve de paso a la corriente de radio o audiofrecuencia, según el caso.

La figura 107 muestra el montaje con resistencia en serie, que utiliza para la pantalla la misma tensión de la fuente de placa, pero insertando en serie con aquella una resistencia R a fin de provocar una caída de potencial en la misma y reducir la tensión al valor E_p necesario para la pantalla. Si E es la tensión de la fuente de placa y E_p la necesaria para la pantalla, ambas en Volt, e I_p es la corriente de pantalla en miliamper, la resistencia R resulta dada en Ohm por la fórmula (ley de Ohm):

$$R = \frac{1000\,(E - E_p)}{I_p}$$

El capacitor C debe presentar, a la frecuencia de trabajo de la válvula, una reactancia mucho menor (100 veces, prácticamente) que la resistencia R, a fin de que la corriente alternada se derive en su mayor parte por C

y no por el circuito que forma R a masa, a través de la resistencia interna de la fuente. Su valor debe ser, pues:

$$C = \frac{100000000}{6{,}28 \text{ f R}}$$

siendo C la capacidad en microfarad, f la frecuencia en ciclos/seg y R la resistencia de la figura, en Ohm. (Esta fórmula vale para cuando se desea que la reactancia de C sea 100 veces menor que R; si se quiere tener otra cifra, el número de millones del numerador, en lugar de 100, será el que corresponda).

Alimentación con corriente alternada

Los equipos diseñados para ser alimentados con corriente alternada tienen un rectificador, de modo que la fuente de placa dispone de corriente continua a la tensión que se desea (generalmente 250 Volt). La figura 108 repite el esquema dado en el párrafo anterior para el circuito

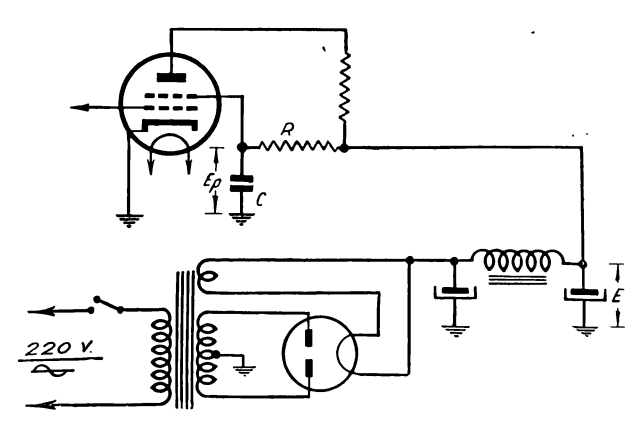


FIG. 108. — Alimentación de pantallas con el mismo rectificador de la fuente de placa.

de placa, con el agregado de la resistencia R y el capacitor C para el circuito de pantalla cuyo cálculo se acaba de ver. La tensión de la fuente anódica es la disponible a la salida del filtro, E y la de pantalla la que debe medirse entre ella y el cátodo (E_p).

Cuando en el equipo hay varias válvulas con idéntica tensión de pantalla, pueden disponerse resistencias individuales para cada válvula, o bien una resistencia única para todas las pantallas de igual tensión de

alimentación. El esquema de la figura 109 ilustra el segundo caso. Para el cálculo de la resistencia R debe tomarse, ahora, la suma de las corrientes de pantalla de todas las válvulas en lugar de la de una sola y esa suma

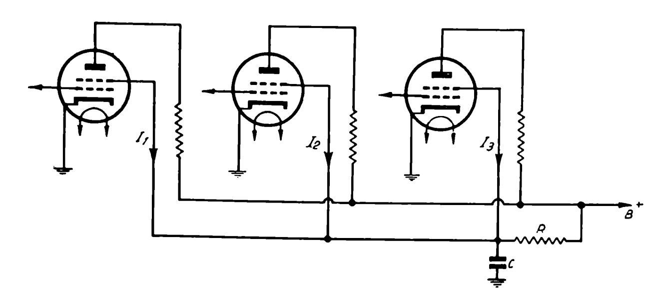


FIG. 109. — Alimentación de varias pantallas con una resistencia reductora única.

será la I_p que se coloca en la fórmula vista más arriba. El valor de C se calcula de la manera usual. I_p será entonces:

$$I_p = I_1 + I_2 + I_3$$

También puede utilizarse el montaje con divisor de tensión, que tiene la ventaja de asegurar la constancia de la tensión de pantalla, aún con variaciones de la tensión de la fuente de placa. El esquema a utilizarse se ve en la figura 110. La tensión de placa es E, la de pantalla es E_p, ambas en Volt; la corriente de pantalla (o la suma de las corrientes de todas las pantallas, en el caso de tratarse de varias válvulas) es I_p, y las resistencias del divisor son R_1 y R_2, cuyos valores están dados por la ecuación:

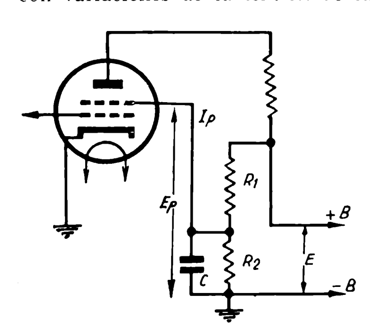


FIG. 110. — Alimentación de una pantalla con divisor de tensión.

$$R_1 = \frac{E - E_p}{I_p + \dfrac{E_p}{R_2}}$$

que da el valor de R_1 para un valor adoptado de R_2 y otras cantidades conocidas. Se tratará de utilizar valores grandes para R_1 y R_2, a fin de evitar un drenaje excesivo de corriente de la fuente de placa.

El capacitor C debe tener, en este caso, una reactancia varias veces

menor (100 por ejemplo) que el paralelo formado por R_1 y R_2, para la corriente alternada de alta frecuencia de la válvula. Su valor será, pues:

$$C = \frac{100000000\ (R_1 + R_2)}{6{,}28\ f\ R_1\ R_2}$$

donde C es la capacidad en microfarad, f la frecuencia de trabajo en ciclos y las resistencias se tomarán en Ohm. Si la válvula trabaja con varias frecuencias se tomará para la fórmula la menor de ellas, pues así se obtiene el valor de la capacidad para las peores condiciones de trabajo. (Lo mismo que para el caso anterior, el número de millones a colocar en el numerador de la fórmula es igual al número de veces que deseamos que sea menor la reactancia del capacitor con respecto a la impedancia resistiva que aparece en derivación con ella).

CIRCUITO DE GRILLAS DE CONTROL

Polarización con baterías

En los equipos cuya fuente de energía lo constituyen baterías, tanto para el circuito de filamentos como para el de placas y pantallas, se provee la tensión de polarización de reposo para las grillas de control, o simplemente la *polarización (byas)*, con una batería seca denominada C. La batería C debe coincidir con la especificada para la grilla de la válvula, de lo contrario se debe conectar un divisor de resistencias. Si se emplean varias válvulas y no coinciden las polarizaciones de todas, se debe emplear una batería para cada una o un divisor de tensión individual o múltiple. La figura 111 indica la forma de realizar las conexiones para una sola válvula, pues para varias de distintas tensiones de grilla se prefiere utilizar otros métodos de polarización. Se hace notar que para las grillas no se emplea la palabra alimentación, porque generalmente no consumen corriente de la fuente; se habla de polarización únicamente.

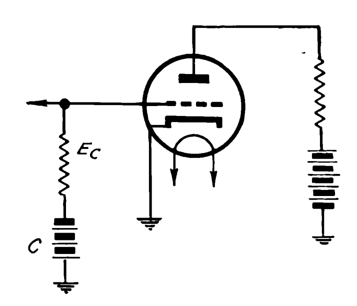


FIG. 111. — Polarización de grilla con una batería.

Polarización mediante resistencia de cátodo

La tensión negativa de grilla debe estar presente entre ese electrodo y el cátodo, siendo el cátodo, entonces, más positivo que la grilla, en magnitud igual a la polarización de ésta. Si la grilla se conecta a masa a través de su resistencia de carga y no hay corriente de grilla (siendo negativa la grilla, no puede haberla), el potencial de grilla será igual al de masa, con lo que bastará, para polarizar la grilla, dar al cátodo un potencial positivo respecto de masa. En efecto, siendo el cátodo positivo respecto de masa en una cierta cantidad de Volt, lo será respecto de la grilla, o lo que es lo mismo, la grilla será negativa respecto del cátodo en esa misma cantidad de Volt.

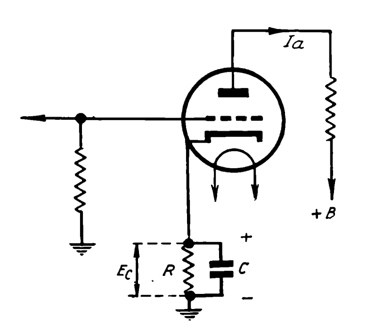


FIG. 112. — Polarización de la grilla mediante resistencia de cátodo.

La figura 112 muestra gráficamente la solución propuesta, que consiste en intercalar entre cátodo y masa una resistencia R, por la que circulará la corriente anódica produciendo una caída de potencial del sentido indicado en la figura. Si la polarización de grilla deseada es E_c (Volt), y la intensidad anódica es I_a (miliamper), la resistencia R debe tener un valor:

$$R = \frac{1000\ E_c}{I_a}$$

(dada en Ohm), para que el cátodo quede a un potencial E_c respecto de grilla. Es necesario resaltar que la caída en la resistencia R hay que descontarla de la tensión disponible para la placa, de manera que si E_c es relativamente grande, hay que tomarla en cuenta en el diseño de la fuente de alimentación anódica, haciendo que la tensión de salida de la misma sea igual a la de placa, más E_c.

La corriente alternada de trabajo de la válvula, circula también por la resistencia R, de modo que se producirá una caída de potencial, perdiéndose parte de la señal útil. Para evitarlo, se conecta en paralelo con R un capacitor a efectos de derivar por él la corriente alternada. La reactancia del capacitor debe ser mucho menor que la resistencia R, aún en las peores condiciones, es decir, tomando en cuenta la menor frecuencia de trabajo de la válvula. La capacidad C valdrá pues:

$$C = \frac{100000000}{6{,}28\ f\ R}$$

fórmula válida para cuando se desea que C presente una reactancia 100 veces menor que R, a la corriente alternada de frecuencia f. En esta expresión se tomará f en ciclos/seg, R en Ohm y C en microfarad. Para válvulas de radiofrecuencia resulta siempre un valor de C menor de 0,1 microfarad, de modo que se utilizará siempre ese valor. Para amplificadores de audiofrecuencia, en cambio, no es posible exigir que C tenga una reactancia 100 veces menor que R, pues suponiendo para R un valor de 1000 Ohm y para f 50 ciclos, por ejemplo, resulta para C un valor de 300 microfarad, sumamente excesivo, si se tiene en cuenta los valores existentes en el comercio. Se colocará, pues, el valor mayor posible, compatible con los criterios económico y práctico.

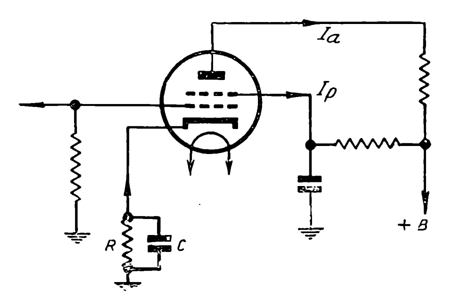


Fig. 113. — Polarización de grilla con resistencia de cátodo en un pentodo o tetrodo.

En el caso de los tetrodos y pentodos, la corriente que fluye del cátodo hacia masa, pasando por la resistencia R, no es solamente la de placa sino que también está presente la de pantalla. La figura 113 aclara lo dicho. Para el cálculo de R debe tomarse en cuenta, pues, la suma de las dos intensidades:

$$R = \frac{1000\ E_c}{I_a + I_p}$$

tomándose las intensidades en miliamper y la tensión en Volt, resulta la resistencia en Ohm. Para el cálculo de la capacidad C nada hay que agregar a lo dicho más arriba.

Caso de válvulas de calentamiento directo

Si la válvula no posee cátodo la resistencia R debe intercalarse en algún punto del circuito de filamento. Si el devanado del transformador que se utiliza para alimentar los filamentos tiene punto medio (ver figura 114) se intercalará entre éste y masa, tal como se ve en el esquema. La corriente de placa que circula a través de ambas mitades del devanado pasará a masa atravesando la resistencia R, con lo que el filamento, que oficia de cátodo, quedará a un potencial positivo respecto de masa, dado por la caída de tensión en la resistencia R. El funcionamiento es, pues, análogo al caso de las válvulas con cátodo independiente. El cálculo de R se hace en la forma vista más arriba.

El capacitor de paso para la corriente alternada se conecta en derivación con la resistencia R y su valor se determina en la forma ya tratada.

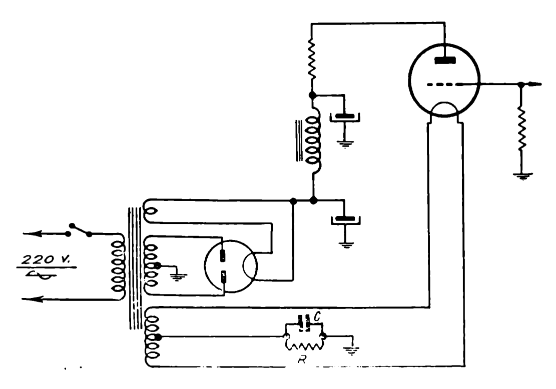


Fig. 114. — Polarización de grilla con resistencia catódica en válvulas de calentamiento directo.

En la figura 114 se incluye el circuito de placa con su rectificador y filtro, a los efectos de hacer notar que el devanado de filamentos forma parte, en muchos casos, del mismo transformador de placa.

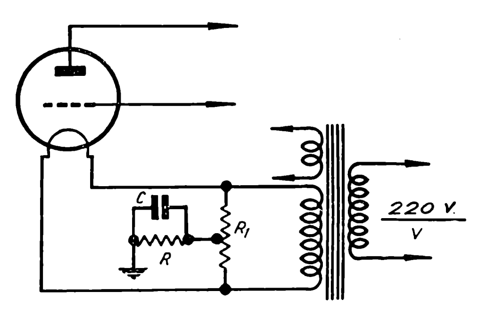


Fig. 115. — Caso particular de la fig. 114 cuando el bobinado del transformador no tiene derivación central.

Si el secundario del transformador destinado a alimentar los filamentos no tiene punto medio, se debe colocar una resistencia con derivación central R_1 (center-top), tal como se ve en la figura 115. Tal derivación está tomada generalmente mediante una brida ajustable, a efectos de tomar

exactamente el punto medio eléctrico del sistema. Entre este punto y masa se intercala la resistencia de polarización de grilla R y el capacitor de paso C. Debe tenerse en cuenta que a R debe descontarse la cuarta parte del valor de R_1, pues la corriente anódica fluye por las dos mitades de R_1 como si ellas estuviesen en paralelo.

Caso de etapas de gran potencia

En los transmisores u otros equipos de gran potencia las polarizaciones de grilla suelen ser de magnitud considerable, lo que hacen poco prácticos a los sistemas de polarización vistos hasta ahora. Se recurre entonces a una fuente de tensión independiente para la grilla, formada por un rectificador de media onda, o mejor aún, de onda completa, alimentado desde

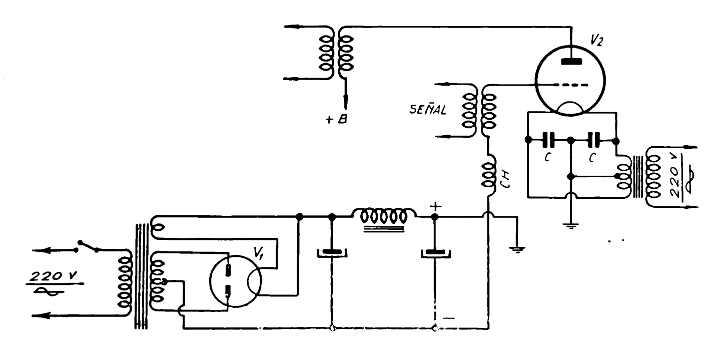


FIG. 116. — Polarización de grilla en equipos de gran potencia.

la red. La figura 116 da el esquema de conexiones a seguir en este caso.

Se notará que la conexión de la salida del rectificador difiere de la usual, pues el polo positivo del mismo se conecta a masa y la tensión de grilla se toma del negativo. El cátodo, si la válvula lo tuviera (es poco común), se conecta a masa, a fin de que la grilla quede con un potencial negativo respecto de él. Si la válvula es de calentamiento directo, ambos extremos del filamento se derivan a masa por dos caminos distintos: para la corriente continua de polarización o de placa, a través de ambas mitades del secundario del transformador de filamento de la válvula; para la corriente alternada (señal) por un par de capacitores, según se vió al tratar la alimentación de filamentos.

Si hay varias válvulas en el equipo, puede disponerse un divisor de tensión a la salida de la fuente auxiliar de grillas, para tomar de él las tensiones adecuadas.

CAPITULO V

SEMICONDUCTORES — TRANSISTORES

En el estudio de Electricidad estábamos acostumbrados a clasificar a los cuerpos en buenos y malos conductores, y para dar una concepción de la corriente eléctrica se recurrió al desplazamiento de grandes masas de electrones desprendidos de los átomos de los cuerpos conductores. Los primeros cuerpos conducían las cargas eléctricas y los segundos se empleaban para aislar a los otros, impidiendo que esa corriente se derivara inconvenientemente por los soportes, envolturas, etc. Esa concepción simplista debe ahora ser modificada para introducir nuevos cuerpos que no pertenecen a ninguna de las dos categorías mencionadas, sino a una intermedia, que se llaman *semiconductores* y que por sí solos ocupan un importante capítulo en el estudio de la Radio.

Estructura atómica

Comencemos por ampliar la conocida descripción del átomo que hemos utilizado hasta el presente. Admitíamos que el átomo tiene un núcleo central con carga positiva equivalente a la suma de las cargas negativas de varios electrones que giran en su derredor. La cantidad de electrones caracteriza a la substancia. El desprendimiento de un electrón significa la liberación de una carga eléctrica negativa y su circulación representa una corriente eléctrica.

Estudios posteriores demostraron que en el núcleo puede haber electrones, cuya carga negativa se neutraliza con igual número de partículas positivas, los *protones*. El núcleo queda con una carga positiva como saldo, igual a la suma de las cargas negativas de los electrones externos. La combinación de cada electrón con su protón en el núcleo se llama *neutrón* y su presencia en el átomo incrementa su peso, caracterizando a la substancia o elemento.

Los electrones externos no giran en una esfera única en la mayoría de los cuerpos; en los más simples ocurre así, pero en los que tienen mayor cantidad ocupan esferas concéntricas, teniendo cada una más electrones que la que queda más adentro, o sea más cerca del núcleo. Por ejemplo, el argón tiene tres esferas (figura 117) con 2, 8 y 18 electrones. Si un

electrón pasa de una esfera a la otra más interna entrega energía, y si sale a una más externa absorbe energía para hacerlo. Estudios más detallados admiten que esas esferas o cáscaras se subdividen en subcáscaras o subniveles de energía. El comportamiento químico de cada substancia está ligado a la configuración de estos niveles y subniveles, pues si los subniveles más externos están completos el átomo no muestra tendencia a combinarse con otros elementos, mientras que si les faltan electrones demuestran avidez en combinarse. Lo mismo ocurre con la conductibilidad eléctrica, que la tienen en mayor grado las substancias cuyos subniveles extremos son incompletos. Como ejemplo clásico de esto citaremos el cobre, que tiene 29 electrones en total, en capas de 2, 8 y 18, quedando un electrón para un subnivel externo. Es muy fácil desprender ese electrón y de ahí la gran conductividad eléctrica de este metal. Evidentemente, si se gasta energía se pueden arrancar más electrones del cobre o de cualquier otra substancia, tal como lo indicamos en la figura 117. Esa energía puede ser de origen eléctrico o luminoso; es conocida la propiedad *fotoeléctrica* de algunas substancias que al recibir luz, o sea energía, emiten electrones, o sea cargas eléctricas. Otra forma de emisión es la térmica, empleada en las válvulas termoiónicas, sobre lo que nos ocupamos en el capítulo III, y el bombardeo que provoca la ionización, caso de las tyratrón, también tratadas en ese mismo capítulo.

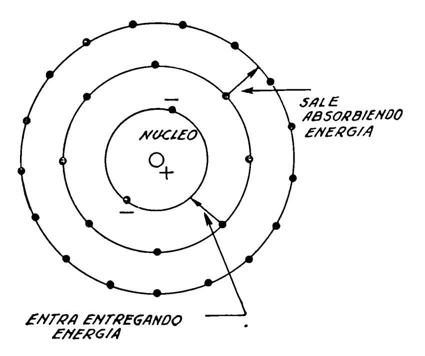


FIG. 117. — Estructura atómica del Argón.

Bandas de energía

Hemos dicho que para hacer pasar un electrón de un nivel a otro más externo hay que suministrarle energía, pero el hecho presenta particularidades dignas de profundizarlo. Ocurre que cada nivel o cáscara representa un determinado nivel de energía, con una cifra bien definida, y para arrancar un electrón de un nivel determinado hay que suministrarle también una cierta cantidad de energía. Con muy poco menos que esa cifra el electrón no sale, y si hay mayor cantidad no habrá efecto, salvo que el exceso alcance justo la cifra para pasar a una cáscara más externa. Esas cantidades de energía se llaman *quantos* y su estudio constituye la base de la Física moderna.

El estudio de los quantos explica el diferente comportamiento de los cuerpos aisladores y conductores en forma más completa que la simple definición y la medida de la conductividad. Representando en un mismo gráfico los niveles de energía para cuerpos aisladores y conductores tenemos la figura 118. Los niveles de energía que están más cerca del núcleo se denominan *banda llena* o *banda de valencia*. Cubriendo esa banda o nivel se encuentra otra banda que misteriosamente nunca contiene electrones, llamada *banda de discontinuidad*. Los electrones pueden pasar de la primera banda a la exterior, llamada de *conducción*, pero nunca se quedan en la central. Ese salto debe hacerse a costa de una gran cantidad de energía, tanto mayor cuanto más ancha sea la banda discontinua. Esto explica la poca conductividad, casi nula, de los aisladores.

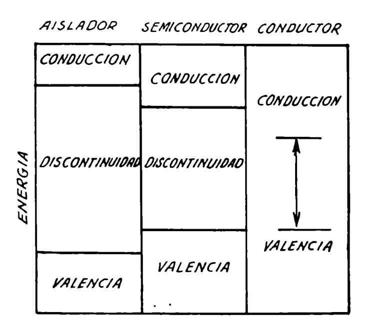


Fig. 118. — Bandas de energía en las distintas substancias.

En los cuerpos conductores no hay banda discontinua, pues las de valencia y de conducción se entremezclan. Pero vemos en la parte central de la figura que hay substancias que presentan una banda discontinua más estrecha que los aisladores, en las cuales con una cantidad no muy grande de energía se logra hacer saltar electrones de la primera banda a la tercera. Son los semiconductores de los que nos ocuparemos detalladamente en este capítulo. Para los que les interese el tema, diremos que la energía en juego en estas operaciones es una cantidad reducida, y que se usa para medirla una unidad denominada *electrón-volt*, que expresa la cantidad de energía que se necesita para hacer saltar un electrón a través de una diferencia de potencial de un Volt.

Estudio de los semiconductores

Con las consideraciones precedentes podemos entrar al estudio de la conducción de los semiconductores. De éstos interesa especialmente el caso del germanio en estado cristalino por su trascendencia en las aplicaciones del mismo: diodos y transistores. En particular el germanio puro es un cuerpo aislador, pero la presencia de impurezas, aún en grado muy leve, le hace presentar curiosas propiedades que detallaremos. Prescindiremos en este estudio de los desarrollos matemáticos que dejamos para los libros especializados en el tema y encararemos sólo la fenomenología física, pues es suficiente para el estudio posterior.

Los cristales de germanio tienen una estructura atómica simétrica, y presentan cuatro ligaduras de valencia, tal como se representa en la figura 119. Cada círculo representa una carga positiva de cuatro y por consiguiente debe haber cuatro electrones para neutralizar esa carga, los que disponemos simétricamente en torno a cada núcleo. Es interesante destacar que el silicio presenta una estructura similar.

En estas condiciones no hay electrones libres y por consiguiente la conducción de electricidad puede hacerse únicamente en las condiciones

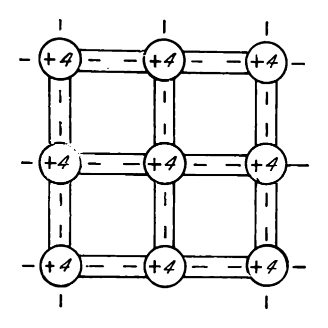


Fig. 119. — Representación del cristal de germanio puro.

ELECTRON EN EXCESO (DONOR)
GERMANIO (N)

Fig. 120. — Efecto de impurezas donoras en el germanio.

que corresponden a los cuerpos aisladores, con gran gasto de energía. Pero mediante acción térmica o lumínica puede romperse el equilibrio atómico del cristal y arrancar un electrón de un átomo, en cuyo caso el cuerpo se comporta como un semiconductor.

Para nuestro estudio no interesa mayormente la ruptura del equilibrio provocada por un agente energético, sino la disimetría que se produce cuando en la masa cristalina se introducen impurezas, aún en muy pequeña proporción. Baste decir que un átomo de impureza en 100 millones de átomos del cristal es suficiente para provocar los fenómenos que describiremos de inmediato.

Por ejemplo, si introducimos átomos de arsénico o antimonio en el cristal de germanio se rompe el equilibrio atómico, y aparece un átomo con valencia 5, que corresponde al metal agregado, tal como lo vemos en la figura 120. Hay entonces allí un electrón en exceso. En efecto, teniendo el núcleo una carga positiva de 5 debemos tener 5 electrones neutralizantes, pero 4 de ellos compensan las cargas vecinas y nos queda un electrón en exceso. Este electrón puede desprenderse fácilmente y viajar a través de la masa, como si pudiera ser *donado* por el átomo que lo po-

see. Esta es la razón por la cual la impureza que provoca esta situación se llama *donora*, y el germanio con tales características se denomina *germanio tipo N*.

Hay otra posibilidad, y es introducir en el germanio impurezas de 3 electrones de valencia, como son el boro, el indio y el galio. En este caso la situación de equilibrio del cristal es la que vemos en la figura 121. La estructura cristalina no se desarregla, pero al haber un electrón de menos falta una carga positiva en el átomo, la cual aparece afuera, como formando una *laguna*. Esa carga presenta avidez de combinarse con un electrón para neutralizarse, es decir, *acepta* un electrón, por lo que la impureza se denomina *aceptora* y el germanio impuro de esta clase se llama *germanio tipo P*.

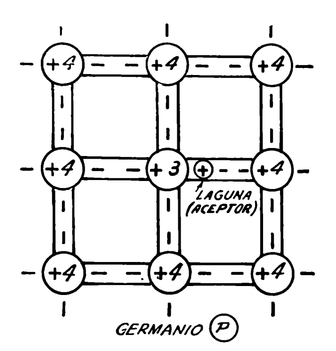


FIG. 121. — Efecto de impurezas aceptoras.

Obsérvese que no hay posibilidad de confundirse, pues el tipo N es el que tiene cargas negativas en exceso y el tipo P las tiene positivas. Lo notable de estas situaciones es que si bien es perfectamente admisible que los electrones libres se muevan por la masa dando origen a una corriente eléctrica, ocurre que las lagunas también tienen movilidad, casi tanto como los electrones, y dan origen también a una corriente de sentido contrario a la de los electrones; entiéndase bien, su movimiento es de sentido inverso pero explicable. En efecto si el cristal tipo P se somete a un campo eléctrico, un electrón que está cerca de una laguna es obligado a saltar hacia ella, pero al hacerlo deja una laguna nueva en el átomo de donde salió. Esta nueva laguna es ocupada por otro electrón que deja a su vez una nueva laguna y así sucesivamente. Todo pasa como si la laguna se *moviera* desde el polo positivo hacia el negativo, pero los electrones lo han hecho en su sentido normal, de negativo a positivo. Si consideramos las corrientes eléctricas que estos fenómenos presuponen, no es que hay dos clases de corriente, con sentidos contrarios, sino que una es la conocida corriente electrónica que corre desde el negativo al positivo y la otra está producida por un aparente desplazamiento de lagunas del positivo al negativo, pero ese movimiento es sólo aparente, pues los electrones que la han ido provocando se desplazan en su sentido normal.

Si en el germanio introducimos las dos clases de impurezas, la negativa y la positiva, con átomos de arsénico y de indio, por ejemplo, tendremos electrones y lagunas libres, las que pueden combinarse formando pares equilibrados. Pero esos pares sólo pueden encontrarse en puntos especiales de la masa cristalina, y precisamente en las irregularidades de la estruc-

tura. Parecería que el germanio así preparado pierde sus propiedades conductoras, por neutralización de cargas libres, pero no es así, porque no todos los pares se forman, y basta que queden algunos sin combinarse, sea por no encontrarse o por haber diferente cantidad de electrones que de lagunas, para que el germanio constituya un semiconductor.

Corriente de Zener

Consideremos ahora un cristal puro o con igual cantidad de impurezas donoras y aceptoras, en el supuesto caso que ambas hayan conseguido neutralizarse. Si sometemos al cristal a un campo eléctrico cuyo potencial podemos aumentar, se observa que las ligaduras de valencia comienzan a romperse al pasar de cierto valor o nivel de ese campo. Se produce así una emigración de lagunas hacia el polo negativo y de electrones hacia el positivo. Y esta emigración toma la configuración de una corriente eléctrica, denominada *de Zener.*

La figura 122 ilustra sobre el fenómeno. Para valores bajos del gradiente de potencial, que es lo que tomamos en las abscisas, el cristal se comporta como un aislador, y sólo hay una pequeñísima corriente, pero al llegar al punto A, donde se rompe el edificio atómico por destrucción de algunas ligaduras, aumenta la conducción de manera notable, estableciéndose la llamada corriente de Zener.

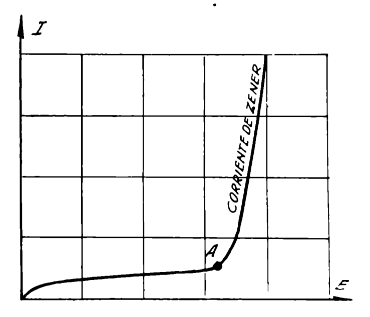


FIG. 122. — En un cristal puro puede producirse conducción.

Al hablar de ruptura de las ligaduras, no debe pensarse que el cristal pierde su conformación o su estructura en general, pues ello ocurre sólo en algunas ligaduras; recuérdese que bastaba una ínfima cantidad de impurezas, como una en cien millones para provocar la conducción del cristal. Ahora ocurre lo mismo, pues la conducción que se produce en la situación descripta depende del gradiente de potencial y no de otros factores, y no modifica al cristal en su gran masa. Es importante destacar que el fenómeno descripto no está vinculado a la acción conductora de las impurezas de uno u otro tipo, pero al presentarse en los cristales puros o neutros, también puede hacerlo en los impuros, en los cuales entonces tendremos superposición de fenómenos, tal como lo veremos de inmediato. Esta aclaración sirve para advertir de que podríamos tener dos tipos de conducción, y que según la polaridad del campo eléctrico para provocar la corriente de Zener, ésta podría tener sentido contrario a la conducción debida al

desplazamiento de electrones o lagunas, y esto es muy importante, como es fácil intuir.

Junturas de cristales P-N. Diodos de germanio

Veamos ahora los fenómenos que ocurren cuando unimos dos cristales de germanio, pero uno del tipo N, o sea con impurezas donoras, y el otro del tipo P, con impurezas aceptoras. Si bien el aspecto constructivo de una juntura de esta naturaleza escapa a nuestro objeto, diremos que ella puede lograrse, por ejemplo, de esta manera: Si una de las caras

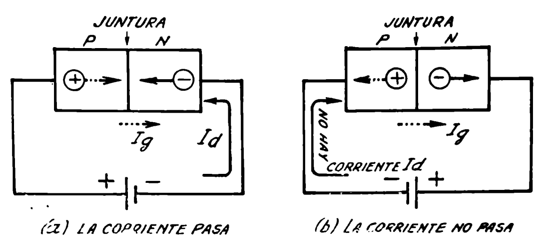


FIG. 123. — Polaridad externa para producir conducción y polaridad que no la produce.

de un cristal P de germanio se calienta al mismo tiempo que se le aplica arsénico, éste se difunde a través del cristal que siendo del tipo P se va transformando en tipo N. Interrumpiendo el proceso, la penetración del arsénico llega hasta una capa neutra, a un lado de la cual hay impurezas donoras y al otro lado aceptoras. Tenemos así una juntura P-N, y por su comportamiento, como veremos, se denomina a ese cristal *diodo de germanio*.

A ambos lados de la juntura o capa neutra hay impurezas, de un lado electrones en exceso y del otro lagunas. Acude rápida la idea de que los electrones saltarían la barrera y neutralizarían las lagunas, pero no ocurre tal cosa, porque esa barrera, precisamente, representa un salto de potencial que muy pocos electrones pueden vencer por sí solos. Hay algo así como una diferencia de potencial entre las dos capas de cristal, la cual deben vencer los electrones o las lagunas para recombinarse. Para ver mejor cómo ocurren las cosas, veamos la figura 123.

Independientemente de la conexión de una fuente externa, que hacemos en las dos formas indicadas en a) y b), una con polaridad coincidente con las caras del cristal y la otra inversa, recordemos la corriente espontánea o *de generación* que se produce en el cristal. La presencia de electrones y lagunas enfrentadas, a través de la juntura, o sea a muy escasa distancia, hace que aparezca una diferencia de potencial entre esas caras, la que, combinada con la acción térmica a la tempertura ambiente, hace saltar la barrera a electrones y lagunas.

Tendremos entonces la siguiente situación: el desplazamiento de electrones y de lagunas hacia la juntura se traduce en una diferencia de potencial cuya polaridad es positiva a la izquierda y negativa a la derecha. Al cerrar el circuito la juntura se convierte en un generador que lo alimenta, con una corriente I_g o de generación que tiene el sentido de la línea de trazos, y que es la misma en el esquema a) y en el b), pues esta generación es independiente de la fuente externa.

Recordemos que el desplazamiento de lagunas absorbía electrones y se producían nuevas lagunas, y entonces el desplazamiento de cargas podía asimilarse a una corriente eléctrica con sentido contrario al que puede llamarse normal. La corriente de generación, entonces, tiene sentido que va de P a N cualquiera sea la polaridad de la fuente externa que no tiene influencia sobre ella. Esta corriente I_g que hemos llamado corriente de Zener se produce por la polarización automática del cristal.

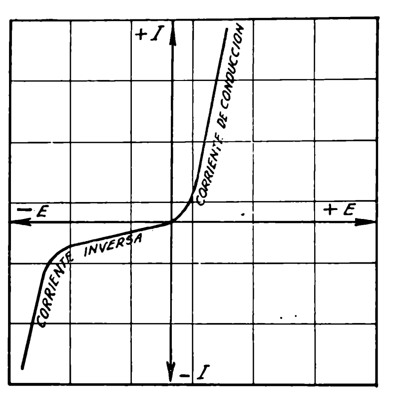


Fig. 124. — Gráfico de conducción del diodo de germanio.

Ahora veamos el efecto de la fuente externa. En a) ella ayuda a los electrones a saltar la barrera o juntura, y se producirá la corriente *de difusión* I_d a través de la masa del cristal, con valor considerable, y también llamada corriente *directa* para diferenciarla de la de generación, que se suele denominar *inversa*, por su sentido de circulación. En el caso b) la fuente externa, que se ha invertido, no ayuda a los electrones a saltar la barrera y no se produce la corriente de difusión.

En resumen, conectando una fuente externa a una juntura P-N se tienen dos situaciones distintas: a) cuando la fuente externa tiene polaridad coincidente con las caras del cristal, la corriente directa se superpone a la inversa, con signo contrario, pero como la de difusión es mayor hay un saldo de corriente directa. En el caso b) la fuente externa tiene su polaridad opuesta a las caras del cristal y ello impide la circulación de la corriente directa, pero la inversa o de generación subsiste.

Obsérvese un detalle muy importante que servirá para el estudio de los transistores que veremos de inmediato: Cuando la polaridad externa es la a) coincidente con la de las caras del cristal, las lagunas y electrones se acercan a la juntura, lo que facilita la circulación de cargas, o sea la conducción de corriente. En b) la polaridad externa es inversa a la de

las caras del cristal, y los desplazamientos que la fuente impone a electrones y lagunas los hacen alejarse de la juntura, lo que dificulta la conducción de corriente. En este caso sólo está presente la corriente inversa o de Zener, que es de pequeña magnitud, salvo que por medios independientes (calor, etc.) se haga superar el punto crítico A de la figura 122, lo que no ocurre normalmente.

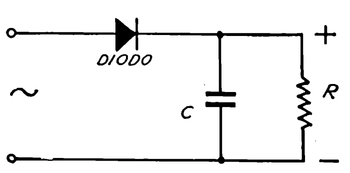


Fig. 125. — Rectificación con un diodo de germanio.

Si representamos en un gráfico la corriente total del circuito, obtenida por la superposición de la directa y la inversa para las dos polaridades de la fuente externa, tendremos el gráfico de la figura 124. La polaridad positiva de E corresponde al esquema a) y la negativa al b), de la figura 123. Este es el gráfico de conducción del diodo de germanio, y para la rama de la derecha se ha restado la corriente inversa, subsistiendo la fuerte corriente de difusión. En la rama de la izquierda sólo tenemos la corriente inversa.

No hace falta mucho más para imaginar la aplicación de los diodos de germanio. Si los conectamos como muestra la figura 125 y le aplicamos una tensión alternada, la corriente circulará sólo cuando la polaridad de la fuente coincida con la característica de las caras del cristal. Durante el otro medio ciclo de la tensión alternada tendremos una pequeña corriente inversa que en la práctica puede despreciarse. El capacitor C conectado en paralelo con la carga R, o circuito de consumo tiene una misión ya conocida, por habernos ocupado de él en el capítulo III.

Principio del transistor de juntura

Un transistor de juntura es, en esencia, la unión de dos diodos de germanio, pero constructivamente se trata de dos junturas muy próximas. Entre ellas hay cristal de un tipo, y fuera de ellas cristales del otro tipo. Para las explicaciones que siguen, comenzaremos por el transistor N-P-N, y por consiguiente tendremos una delgada capa de germanio P entre dos capas más gruesas de germanio tipo N. No nos ocuparemos del delicado proceso constructivo ni de la evolución que llevó paulatinamente hasta los transistores modernos, pero es imaginable que tanto la concepción teórica como la experimentación han sido tareas enjundiosas.

Comencemos por polarizar los cristales en la forma que se ilustra en la figura 126. Colocamos las baterías de manera que la juntura de la izquierda lleva polarización directa, es decir negativa, pues es material tipo N. El cristal de la izquierda se llama así *emisor* y el de la derecha, que lleva polarización inversa, o sea positiva, se llama *colector*. La del-

gada capa entre junturas se llama *base* y lleva una polarización positiva menor que la del colector. Este tipo de conexión lleva en los circuitos la denominación de *emisor a masa*, por haber conectado a masa los negativos de las dos baterías, ahorrando así una tercer batería para dar potencial negativo al emisor.

La corriente de generación, que sabemos se produce espontáneamente debido a la diferencia de potencial natural en las junturas, no nos preocupa por ahora, pero veamos la corriente de difusión, provocada por la fuente

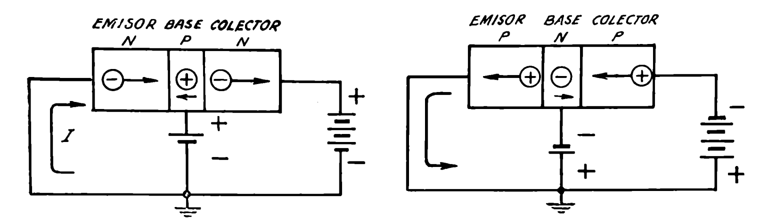


FIG. 126. — Esquema de principio del transistor P-N-P.

FIG. 127. — Esquema de principio del transistor N-P-N.

externa. En la juntura de emisor a base hay sentidos encontrados de las direcciones de electrones y lagunas, lo que sabemos favorece la circulación, por haberlo visto para la figura 123. Luego habrá una fuerte corriente de emisor a base. En cambio, en la juntura base a colector los sentidos son divergentes y habrá dificultad de circulación. La corriente que proviene del emisor cruza la barrera de la base, y parte de los electrones caen en el pozo de ésta, pero muchos otros siguen hacia el colector en virtud del fuerte potencial positivo de éste. En consecuencia la corriente de base es pequeña comparada con la de emisor. Alterando el potencial de la base se tiene una forma de controlar la corriente de emisor, pues la base hará caer más o menos electrones en ella. Pero es de notar que pequeñas variaciones del potencial de la base tienen un gran efecto en la corriente de emisor, mayor efecto que en la corriente misma de la base. Y si pensamos que la juntura base-colector está polarizada en sentido inverso, y tiene en consecuencia alta resistencia, pequeñas variaciones de la corriente que la atraviesa producen grandes alteraciones en el potencial del colector. Reuniendo ambas cosas, puede afirmarse que una pequeña variación de la potencia de entrada a la base causa grandes variaciones de la potencia de salida en el colector. Se consigue así el efecto de *amplificación*.

Veamos ahora la figura 127, que representa un transistor P-N-P. Hemos cambiado las polaridades de las fuentes externas, y dentro del cristal, de acuerdo con lo que sabemos, dibujamos lagunas en lugar de electrones y viceversa. Los sentidos de las flechas internas son opuestos a los de la

figura 126, pero recordemos que los desplazamientos de las lagunas se consideran como una corriente eléctrica positiva, de sentido contrario a la normal o de electrones, pero ese sentido es sólo una forma de considerar las cosas, pues en la realidad las lagunas van absorbiendo electrones en su desplazamiento y el movimiento relativo de éstos es contrario al de las lagunas, y tendremos corriente negativa, tal como antes. Esto quiere decir que para el transitor P-N-P las fuentes externas se invierten, pero son válidas las consideraciones hechas antes, de modo que tendremos amplificación, y tendremos que pequeñas variaciones del potencial de la base producen grandes variaciones en la corriente de colector.

A fin de ver en cifras prácticas la magnitud de la amplificación que se obtiene en el transistor, daremos un ejemplo real. Supongamos que un transistor tiene en la juntura N-P de la figura 126 una resistencia de 500 Ohm y en la P-N tiene 20.000 Ohm. No debe llamar la atención la diferencia, puesto que la primera juntura tiene su polarización directa, favorece la conducción y en consecuencia presenta baja resistencia. La juntura base-colector en cambio tiene polarización invertida (las flechas divergen), dificulta la conducción y su resistencia debe ser alta. Estas mismas consideraciones las aplicaríamos a la figura 127, sólo que como las flechas corresponden a lagunas, tomamos baja resistencia cuando divergen y alta cuando convergen. La amplificación de corriente colector-base sea de 50, cifra muy común. Veamos la ganancia de potencia, dada en cada caso por I^2R, y teniendo en cuenta que la corriente de colector será 50 veces la de base.

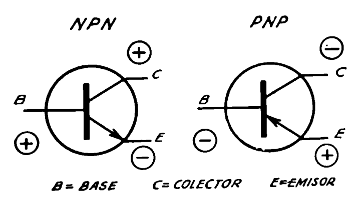


Fig. 128. — Representación simbólica de los dos tipos de transistores.

Potencia de salida: $(50\ I_b)^2\ 20000$

Potencia de entrada: $I_b^2 500$

y relacionando estas dos expresiones entre sí se obtiene 100.000 como ganancia de potencia del transistor. Expresada esa ganancia en decibel resulta igual a 50 dB.

La figura 128 da la representación esquemática de los dos tipos de transistores, indicando además la polaridad de las fuentes externas en ambos casos. Si queremos imaginar un símil entre el transistor y la válvula termoiónica, convendremos en asimilar al *emisor* con el *cátodo*, a la *base* con la *grilla*, pues constituye el elemento de control, y al *colector* con la *placa*, todo ello por sus funciones e independientemente de la forma de conectar cada uno de ellos en el circuito. Obsérvese que en el emisor se coloca una flecha convergente para el tipo P-N-P y divergente para el N-P-N en este tipo de representación que es la más común. En los esquemas, si se respeta esta forma de representación, es fácil identificar

el tipo de transistor en cada caso y ello es útil para no equivocar las conexiones de las fuentes externas, pues sabemos que son inversas para un tipo respecto del otro.

Transistor de contacto puntual

El funcionamiento de los transistores de juntura ha sido explicado primero, aunque cronológicamente debería comenzarse por los de contacto puntual, en razón de la mejor comprensión de los fenómenos. Los transistores de contacto puntual consisten en dos puntas de bronce fosforoso colocadas muy cerca, unas centésimas de milímetro, y apoyadas en una pastilla delgada de germanio. Esas dos puntas constituyen el emisor y el colector, y la base está formada por una placa metálica colocada debajo de la pastilla de germanio. tal como se representa en la figura 129. Para formar inicialmente el transistor se hacen pasar corrientes de los alambres a la base, con lo que se forman dos casquetes de germanio P en torno a las puntas. En sus vecindades el germanio se transforma en tipo N. Tenemos así junturas virtuales, y en el funcionamiento puede asimilarse el transistor de la figura 129, por sus polarizaciones externas, al de juntura de la figura 127.

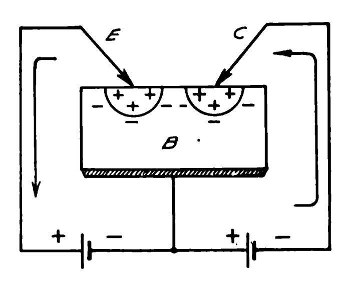


Fig. 129. — El transistor de contacto puntual.

La construcción del transistor de contacto puntual es mucho más engorrosa y la capacidad de manejar potencia mucho menor que en el tipo de juntura. Es de observar que el modelo de la figura 129 es P-N-P, aunque es más correcto designarlo como de germanio tipo N, pues la masa de éste tiene esa polarización. Teóricamente podría hacerse un transistor de contacto puntual con germanio tipo P, pero en la práctica ello no se ha logrado. En el comportamiento de estos transistores en cada aplicación, no haremos distingos fundamentales con los de juntura, pero se advierte por lo dicho que la mayor parte de las veces se usan los de juntura.

Características de transistores

Tal como en el caso de las válvulas, los transistores tienen valores típicos, curvas características y datos de fábrica, para facilitar su aplicación. La diferencia estriba en que en el caso de las válvulas, por su utilización general en la forma común con entrada por grilla y salida por placa, los datos son menos numerosos. En los transistores, se emplean

diversos circuitos de aplicación, y son comunes, como veremos, las conexiones con entrada por emisor o por base y salida por colector o por emisor. Conviene comparar la figura 130 con las 73, 75 y 76.

La figura 130 da los tres esquemas típicos de aplicación para un transistor del tipo N-P-N, y para los del tipo P-N-P sólo hay que invertir las conexiones de las baterías de polarización. Veamos la comparación entre los tres montajes con similares casos de las válvulas.

El amplificador con *base a masa* lleva la entrada de señal por el emisor y la salida por el colector, siendo similar al amplificador a válvula con grilla a masa, de uso poco corriente. Las polaridades de las baterías

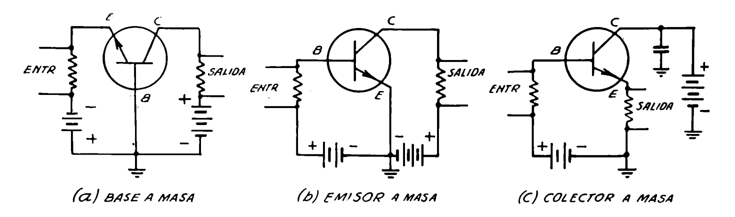


FIG. 130. — Conexiones típicas de amplificación a transistores para un tipo N-P-N. Para el tipo P-N-P se deben invertir las baterías de polarización.

están de acuerdo con la figura 126. En el amplificador a válvula con grilla a masa las señales de entrada y salida tienen la misma polaridad, y lo mismo ocurre con el circuito a transistor con base a masa. Dicho en otros términos, las señales de entrada y salida están en fase, es decir que cuando la señal en emisor aumenta o se hace más positiva ocurre lo propio con la señal de salida en colector. La impedancia de entrada es del orden de unos pocos centenares de Ohm y la de salida es muy alta, del orden de los 500.000 Ohm. Son comunes ganancias de tensión de 150 veces y de corriente de 400 veces. El amplificador con *emisor a masa* lleva la entrada de la señal en la base y la salida en el colector. Es similar al amplificador a válvula con cátodo a masa, entrada por grilla y salida por placa, que es el más común. Esta disposición es ventajosa con respecto a la anterior, pues la impedancia de entrada es del orden del millar de Ohm y la de salida es del orden de los 50000 Ohm. Al haber menor diferencia entre las impedancias de entrada y salida es más fácil adaptar las impedancias de los circuitos de acoplamiento. Las ganancias de tensión y de corriente son mayores que en el caso de base a masa, pues alcanzan cifras de 500 y 5000 respectivamente. Tal como ocurre con el amplificador a válvula con cátodo a masa, las señales de entrada y salida son de fases opuestas, es decir que a aumentos instantáneos de la señal de entrada corresponden disminuciones de la de salida. Como en el caso del transistor, ello puede no ser tan objetivo, veamos lo que ocurre:

Si la señal de entrada tiene un valor instantáneo negativo tiende a reducir la polarización entre emisor y base, según se desprende del esquema central de la figura 130. Ello se traduce en que se reduce la corriente de colector y entonces disminuirá la caída de tensión en la resistencia de carga del colector, con lo que aumenta la tensión útil de salida. Luego, a los picos negativos de la tensión de entrada corresponden picos positivos de la tensión de salida y tenemos la oposición de fase a que aludimos antes.

El amplificador con *colector a masa* de la figura 130 corresponde al seguidor catódico de las válvulas. En tal caso la placa está a masa para la señal por medio de un capacitor de paso, y lo mismo ocurre en el caso del transistor. La señal de entrada se aplica a la base (grilla en la válvula) y la salida se toma del emisor (cátodo en la válvula). Tiene alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida. La primera es del orden de 500000 Ohm y la de salida de 100 Ohm. Estos detalles deben ser tenidos en cuenta para diseñar los circuitos de aplicación por la adaptación de impedancias. En este circuito tampoco hay inversión de fase entre las señales de entrada y salida.

Las variaciones de corrientes y tensiones en los transistores pueden representarse por medio de gráficos, en forma similar al caso de las válvulas, con la salvedad que habrá que considerar, además del tipo de transistor, su conexión. Si admitimos que las dos formas clásicas de conexión son las de base a masa y emisor a masa, pues la de colector a masa es más rara, habrá dos familias de curvas como las que vemos en la figura 131, que corresponden al popular transistor P-N-P tipo CK722 de la Raytheon. Las curvas del gráfico superior representan las corrientes de colector en función de la tensión de colector, llevando como parámetro la corriente de emisor, o sea cuando el transistor está conectado con la base común o a masa. Las curvas del gráfico inferior representan las corrientes del colector en función de las tensiones de colector, llevando como parámetro las corrientes de base, o sea cuando el emisor es común o está conectado a masa.

Valores característicos en transistores

Así como en las válvulas, hay en los transistores valores que los caracterizan y permiten hacer la elección para sus diversos usos. Los más importantes son los coeficientes de amplificación, que en el caso de las válvulas había uno solo, dado por el cociente entre las variaciones de tensión anódica referidas a las variaciones de tensión en grilla. En los transistores se habla de amplificación de corriente, y todavía hay que distinguir dos coeficientes de amplificación de corriente:

En la conexión con base a masa, la amplificación de corriente se define como el cociente entre las variaciones de corriente en el colector referidas

a las variaciones de corriente en el emisor. Este coeficiente se simboliza con la letra α, y vale:

$$\alpha = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_e}$$

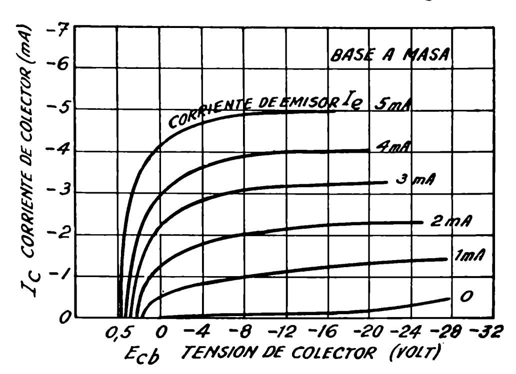
Haciendo notar que algunos autores le asignan la letra α_{ce}, siendo los subíndice las iniciales de colector y emisor, respectivamente.

En la conexión con emisor a masa, la amplificación de corriente se define como el cociente entre las variaciones de corriente en el colector referidas a las variaciones de corriente en la base. Se simboliza con la letra β, y vale:

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$$

Haciendo notar, igual que antes, que en la notación a doble subíndice, se escribe en lugar de β la letra α_{cb}.

Los dos coeficientes de amplificación de corriente están relacionados entre sí en la siguiente forma:



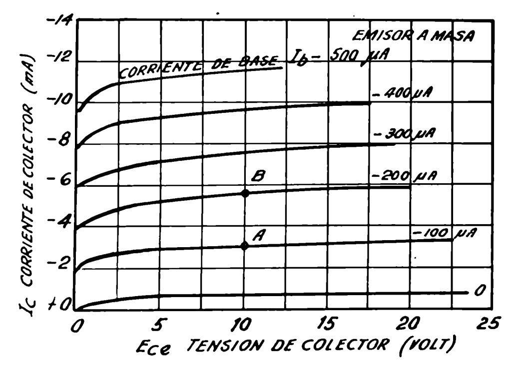


FIG. 131. — Curvas características del transistor CK722 de la Raytheon. Es del tipo P-N-P.

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \qquad \alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$$

Y es fácil advertir que α será siempre menor que la unidad y β siempre mayor.

Veamos una interpretación gráfica de los coeficientes dados. Sea el caso del transistor CK722 cuyas curvas características se dan en la figura 131. Supongamos que queremos determinar el factor de amplificación de corriente con emisor a masa. Tomemos en el gráfico inferior una tensión de colector de 10 Volt, y los puntos A y B, para los cuales las dos variaciones de corriente valen:

$$\Delta I_b = 200 - 100 = 100 \,\mu A = 0{,}1 \text{ mA}$$

$$\Delta I_c = 5{,}5 - 3{,}2 = 2{,}3 \text{ mA}$$

Luego el factor de amplificación de corriente vale:

$$\beta = \frac{2{,}3}{0{,}1} = 23$$

Para el valor de α podríamos acudir a los valores del gráfico superior, pero si empleamos la expresión que da uno de los factores en función del otro tenemos:

$$\alpha = \frac{23}{1 + 23} = 0{,}96$$

Otros valores característicos de los transistores vienen generalmente tabulados por la fábrica, y para el caso del mencionado más arriba damos en la tabla de la página siguiente todos ellos, que son suficientemente explícitos para su interpretación.

Comprobación del funcionamiento de transistores

Definidos los valores característicos de los transistores surge la idea de hacer comprobaciones o mediciones de los mismos, tal como ocurría con las válvulas termoiónicas. Son muchas las posibilidades de efectuar tales ensayos, pero nos referiremos a los más típicos. Por ejemplo, puede desconocerse el valor de la resistencia de entrada o la de salida, entendiendo por la primera a la de emisor-base y por la segunda a la de colector-base. En la figura 132 se muestran los esquemas para hacer las mediciones correspondientes.

En primer lugar debemos disponer de una fuente de tensión variable pero de corriente constante, pues en transistores debe lograrse siempre, al hacer una medición, mantener constante la corriente del electrodo en estudio. En la figura la fuente tiene una batería, un potenciómetro y un resistor fijo R, cuyo valor debe ser mucho mayor que la resistencia a medir, por lo menos 100 veces y mejor aún 1000 veces. Los bornes de la fuente *a* y *b*

Características del transistor CK722

(valores para 27 °C)

Valor característico	*Régimen máximo*	*Características medias*
Tensión de colector (V)	—22	—6
Corriente de colector (mA)	—10	
Disipación de colector (mW) ...	30	
Corriente de emisor (mA)	10	1
Resistencia de colector (MΩ) ..		2
Resistencia de base (Ω)		350
Resistencia de emisor (Ω)		25
Factor de amplificación de corriente de base		22
Resistencia de entrada (Ω)		
para emisor común		1.400 a 800
para colector común		350.000
para base común		50
Resistencia de carga (Ω) (para todas las conexiones)		20.000
Ganancia de potencia (dB)		
para emisor común		38
para colector común .		13
para base común		32

representarán para todas las mediciones los polos (+) y (—) respectivamente.

Obsérvese en la misma figura 132 que para la resistencia de entrada la fuente la conectamos directa y para la resistencia de salida la conectamos

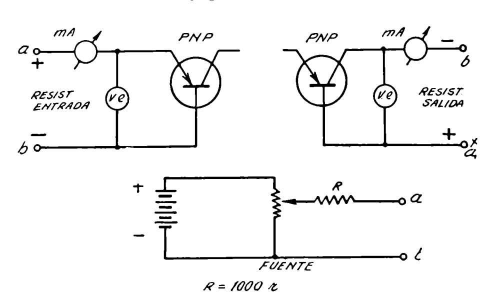


FIG. 132. — Circuito para la medición de las resistencias de entrada y salida.

invertida. Hay un miliamperímetro y un voltímetro electrónico. Por cociente entre las lecturas del segundo y el primero se obtiene para cada uno de los dos circuitos el respectivo valor de resistencia que interesa. Esta misma

fuente de corriente constante la usaremos para las otras mediciones que se describen a continuación.

Supongamos que se quieren medir los factores de amplificación de corriente. Usamos los circuitos de la figura 133, insertando dos miliamperímetros en la forma indicada. Produciendo una pequeña variación de la

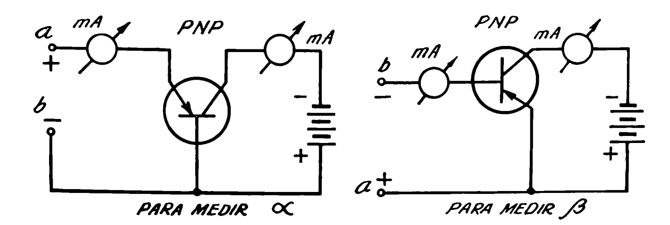


Fig. 133. — Circuitos para medir los efectos de amplificación de corriente.

corriente de entrada se obtiene una variación de la corriente de salida, y haciendo los cocientes entre ambas variaciones, para cada uno de los dos circuitos resultan los factores mencionados.

De mayor interés puede resultar la medición de la ganancia de tensión, la cual puede hacerse para cualquiera de las tres conexiones, es decir para

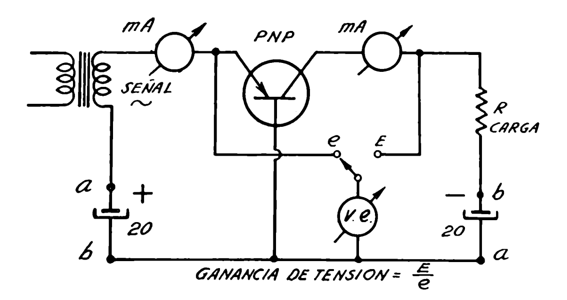


Fig. 134. — Circuito para medir la ganancia de tensión con base a masa.

base común, emisor común o colector común. Describiremos el circuito para base común o a masa pues el procedimiento es similar para los otros casos. Lo primero es polarizar adecuadamente al transistor mediante dos de las fuentes de corriente constante que ya conocemos, y con la polaridad conveniente para el transistor en estudio; en nuestro caso se trata de un

transistor PNP y por consiguiente el emisor lleva polaridad positiva como vemos en la figura 134.

La señal de entrada se toma de un generador de audio, unos 1000 c/s y se aplica a través de un transformador. Para evitar el efecto de las fuentes, se derivan sendos capacitores electrolíticos. La resistencia de carga es la recomendada por la fábrica. Se ajustan las corrientes de emisor y colector variando las tensiones de polarización. Mediante el inversor unipolar se leen las tensiones de audio presentes a la entrada y a la salida con el voltímetro electrónico y el cociente entre las mismas da la ganancia de tensión para el circuito cuyas conexiones se ven en la figura 134.

CAPITULO VI

DISPOSITIVOS ELECTROACUSTICOS

Siendo la Radio un medio de transportar sonidos entre dos lugares distantes, es lógico que ese viaje no puede hacerlo el sonido por sí solo sino que se lo convierte primero en una corriente eléctrica, la cual puede viajar por conductores. Si la distancia es muy grande, esa corriente es llevada por una onda de alta frecuencia que en el lugar de destino se elimina y entonces se vuelve a convertir a la corriente en sonido. Es necesario ocuparnos ahora de los dispositivos electroacústicos, verdaderos transformadores de energía acústica en eléctrica y viceversa. Veamos primero algunas leyes fundamentales para pasar luego al funcionamiento de los dispositivos, llamados micrófonos y fonocaptores para transformar el sonido en corriente y los teléfonos y parlantes para la operación inversa.

Algunas nociones de electroacústica

Cuando se produce un sonido en un lugar del espacio la acción consiste en originar una presión variable en el aire, la cual se propaga en todas las direcciones posibles en forma de ondas. Si el medio en el cual se cumple la propagación es uniforme, es lógico que a iguales distancias de la fuente perturbadora los efectos sean idénticos, y entonces tenemos que lo que llamamos ondas sonoras son esferas concéntricas de radios crecientes que van recibiendo los valores variables de la presión. Como se trata de un fenómeno ondulatorio u oscilatorio, la intensidad de la presión va adquiriendo valores según las leyes senoidales, y habrá valores máximos y nulos. Como en el punto de la perturbación (figura 135) se comienza con un valor máximo, la ley es la del coseno y no la del seno, y la expresión general de la presión sonora en un punto A cualquiera es:

$$p = p_a - P \cos 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{x}{\lambda}\right)$$

expresión algo compleja en apariencia, pero que tiene su explicación. La

presión en el punto A a la distancia x es diferente de la amplitud o valor máximo P. Además, está presente la presión atmosférica p_a. Y tenemos que tener en cuenta el período T, que es el tiempo que dura un ciclo completo de la perturbación, tiempo durante el cual el sonido recorre una distancia λ, denominada longitud de onda. El ángulo para tomar el coseno resulta en radianes. Pero la conclusión más interesante es que, si tomamos por ejemplo

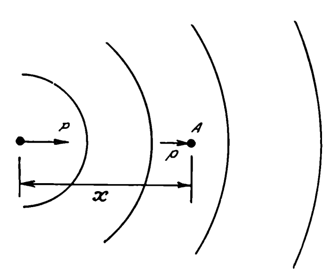


FIG. 135. — La presión sonora se ejerce a la distancia.

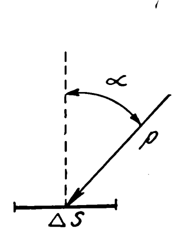


FIG. 136. — Presión ejercida sobre una superficie.

la velocidad del sonido en el aire, unos 340 metros por segundo, y el sonido emitido es de una frecuencia de 20 c/s, podemos determinar la longitud de esa onda sonora. El período es la inversa de la frecuencia, o sea:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{20} = 0{,}05 \text{ seg.}$$

y si el sonido recorre 340 metros por segundo, en ese tiempo recorrerá:

$$\lambda = 340 \times 0{,}05 = 17 \text{ m}$$

Interpretemos el resultado. Mientras la perturbación se propaga por el espacio tendremos máximos a 17 metros de distancia unos de otros, y para puntos intermedios valores que son menores que esos máximos según una ley cosenoidal.

En la técnica interesa muchas veces el gradiente de presión y no la presión misma. Este gradiente se define como la relación entre las variaciones de presión entre dos puntos muy próximos, y se escribe su valor en la siguiente forma:

$$G_p = -\frac{\Delta p}{\Delta x}$$

Veamos la acción que ejerce la presión sonora al incidir sobre una placa expuesta en su camino. La figura 136 muestra un elemento de super-

ficie sobre el que actúa la presión formando con la perpendicular a aquélla un cierto ángulo. La fuerza actuante sobre la placa tiene un valor dado por:

$$F = k\, G_p\, \Delta S \cos \alpha$$

Que es evidente, pues la superficie receptora es sensible con dependencia de las variaciones de presión, y el efecto es mayor para incidencia perpendicular; k representa un factor de proporcionalidad.

Es interesante analizar el diferente comportamiento de los dispositivos electroacústicos según presenten sensibilidad a la presión o al gradiente de presión, pues hay de los dos tipos. Las membranas, en general tienen sensibilidad a la presión, que en los fluídos se transmite con la misma intensidad en todas direcciones. Si representamos en un gráfico como el de la figura 137 la sensibilidad direccional, para las membranas tendríamos un círculo, pues el efecto es el mismo cualquiera sea la dirección de incidencia de la presión sonora (curva 1). Si en cambio el elemento captor es sensible al gradiente de presión, como son los dispositivos de suspensión elástica, la sensibilidad depende de la fuerza actuante, que es un vector, y en consecuencia el diagrama de direccionabilidad afectará la forma de dos lóbulos. El máximo de captación es para la dirección perpendicular a la placa y para una dirección distinta, como la OD, la sensibilidad es menor pues sigue la ley del coseno. En general se caracterizan como elementos del primer tipo las membranas fijas y del segundo los diafragmas móviles con suspensión elástica.

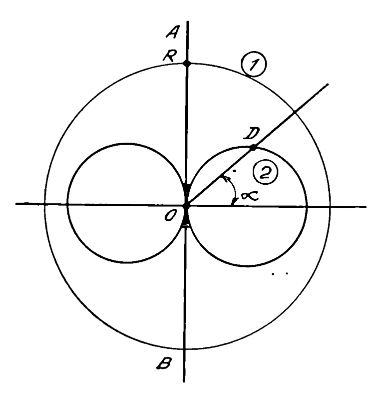


FIG. 137. — Diagrama de directividad o de sensibilidad de captación.

Definamos ahora la energía acústica. Si emitimos un sonido en un punto, para ello gastamos energía, por ejemplo en cantidad E por segundo, dada en Watt. Esa energía se propaga en forma de ondas esféricas, y llena toda la esfera. Si consideramos una esfera de radio r, la intensidad del sonido en un punto cualquiera de esa superficie esférica será igual al cociente entre la potencia invertida y la superficie de la esfera:

$$I = \frac{E}{4\, \pi\, r^2}$$

expresada en Watt/cm². La conclusión es que la intensidad sonora decrece con el cuadrado de la distancia al foco emisor.

Veamos finalmente la sensibilidad del oído humano a la presión sonora. La presión es igual a la fuerza dividida por la superficie, luego la presión se mide en bar/cm². Si hacemos un gráfico con las dos curvas, una la que representa los niveles mínimos de audibilidad y la otra los máximos tolerables (umbrales de audibilidad y de dolor), en función de la frecuencia (ver figura 138), encontramos que el oído reacciona diferentemente según sea la frecuencia de la onda sonora. La frecuencia favorable para comenzar a oír un sonido débil es 1000 c/s. y la frecuencia más molesta para el umbral de dolor es de 500 c/s. Los niveles, según sabemos, se pueden expresar en decibel, y si tomamos como cero dB el mínimo, el umbral más elevado es de 120 dB.

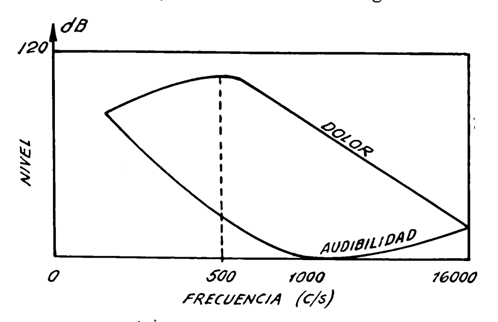


FIG. 138. — Características auditivas del oído humano.

Resonancia acústica

En un sistema mecánico elástico sometido a vibraciones deben distinguirse lo que podrían llamarse sus componentes, que se separan entre sí por razones de comodidad interpretativa. Por ejemplo, en la figura 139 mostramos un sistema elástico, en el cual con *m* se representa la masa movible y con $c = 1/s$ la fluidez o *compliancia* del elástico, que es inversa de *s*, la rigidez de dicho resorte. La fuerza que se ejerce sobre el sistema tiene una amplitud F y es generalmente de variación senoidal. La resistencia de fricción la llamamos *r*.

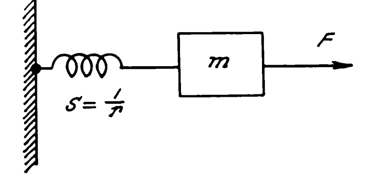


FIG. 139. — Sistema elástico de un elemento electroacústico.

Si asimilamos el fenómeno de vibración acústica que obra sobre el dispositivo a un circuito de corriente alternada, la fuerza equivale a la tensión, y la velocidad del desplazamiento a la intensidad de la corriente. Habrá en consecuencia una impedancia mecánica de valor:

$$Z_m = \sqrt{r^2 + (\omega m - \frac{s}{\omega})^2}$$

que se explica, porque la masa del sistema móvil opera como la inductancia y la compliancia equivale a la capacidad. La impedancia mecánica también se da por el cociente entre la fuerza y la velocidad:

$$Z_m = \frac{F}{v}$$

y tendremos la posibilidad de que se produzca resonancia, para una frecuencia determinada que hará que el sistema vibre casi sin absorber energía exterior. La frecuencia de resonancia vale:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{mc}}$$

y el amortiguamiento de las oscilaciones toma el valor:

$$\alpha = \frac{r}{2m}$$

según leyes similares a las de los circuitos eléctricos. Para revisar esta teoría conviene leer el capítulo sobre osciladores, que si bien es posterior se desarrolla con mayores detalles por su importancia.

De las expresiones anteriores sacamos interesantes conclusiones. En primer lugar, los medios elásticos reproductores electroacústicos se comportan desde el punto de vista mecánico como los circuitos reactivos en la corriente alternada. Si deben actuar bajo la acción de ondas sonoras tendremos obediencia a las vibraciones externas mientras no se produzca resonancia de vibración o sea que se tratará constructivamente de hacer que la frecuencia de resonancia propia caiga por debajo de la gama o banda de frecuencias de utilización. En general, para reducir la frecuencia propia de resonancia, de acuerdo con la expresión correspondiente, hay que construir el medio elástico con masa grande y alta compliancia, o sea baja rigidez, cosa que es evidente. También puede actuarse en el otro extremo de la banda, o sea aumentar la frecuencia de resonancia con baja compliancia y pequeña masa, con lo que la frecuencia de resonancia cae fuera de la gama audible por ser elevada. Se deduce de las consideraciones precedentes que el funcionamiento de los micrófonos está regido por las leyes de la electroacústica, y que el diseño de los mismos debe responder al tipo de aplicación y a las especificaciones sobre el comportamiento.

MICROFONOS

La primera clasificación que puede hacerse atiende a su principio de acción, y hay dos tipos diferentes: los pasivos o generadores de una tensión de audiofrecuencia y los activos o modificadores de una tensión o una corriente, generalmente continua, a la cual se le imponen las ondulaciones de la vibración alternada. Son típicos del primer sistema los dinámicos, de cinta y de cristal y pertenecen al segundo tipo los de carbón y de capacitor.

Otra clasificación atiende a la dependencia de la tensión generada u obtenida. En unos esa tensión depende del desplazamiento de una membrana y en los otros depende de la velocidad de ese desplazamiento. Como es deducible de inmediato, hay coincidencia entre los tipos agrupados en una u otra clasificación, pues en los dinámicos y en los de cinta la tensión inducida depende de la velocidad del desplazamiento, según las leyes de la inducción electromagnética. En los otros tipos, los activos, la tensión depende del desplazamiento.

Entre los diversos tipos hay aquellos de gran masa y hay otros de gran compliancia. Todavía tenemos los casos en que la tensión generada depende de la resistencia del medio, como son los de carbón. En los de gran masa, la impedancia mecánica queda reducida practicamente a la influencia de esa masa, que hemos dicho tiene similitud con la inductancia. En estos micrófonos la velocidad del desplazamiento depende mucho de la frecuencia. En cambio, en los de gran compliancia y en los de gran resistencia mecánica, el desplazamiento, o no depende, o depende poco de la frecuencia de la onda sonora incidente.

Micrófonos a carbón

Tienen una cápsula llena de gránulos de carbón, la cual está abierta en una de sus bases que se cubre con una membrana o diafragma elástico (ver figura 140). Al actuar la onda sonora sobre la membrana, se comprimen y descomprimen los granos variando la resistencia de contacto entre los mismos, y con ello, la resistencia total del circuito serie que forma el conjunto. Si se hace pasar una corriente continua por el dispositivo, la intensidad de corriente sufrirá variaciones proporcionales a la resistencia, es decir, variaciones que siguen a las de la onda sonora. La magnitud de la corriente variará entre máximos y mínimos, y si se la aplica al primario de un transformador, se inducirá en el bobinado secundario una corriente alternada, de frecuencia igual a la de la onda sonora, y de amplitud proporcional a la de la onda.

El estudio analítico del fenómeno revela la presencia de una fuerte componente de segunda armónica, por lo que este micrófono se caracteriza por su elevada distorsión.

Los granos son de grafito o antracita y la placa era primitivamente de acero, pero fué substituída luego por otra de aluminio, a fin de reducir a un mínimo la inercia y alejar lo más posible la frecuencia propia de resonancia mecánica, de las frecuencias de la gama audible. A tal fin, se da a la membrana un estirado ajustable, lo que disminuye la salida obtenible, pero reduce considerablemente la distorsión armónica.

La tensión continua de alimentación debe mantenerse constante, por lo que se prefiere el uso de baterías para tal fin. La frecuencia de reso-

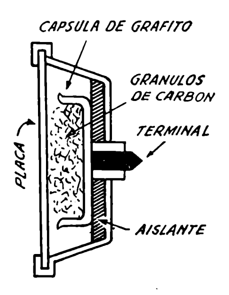


Fig. 140. — Corte esquemático de un micrófono a carbón.

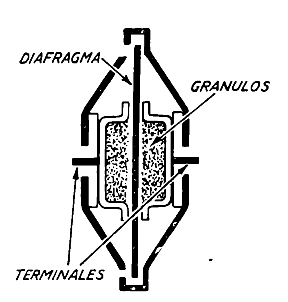


Fig. 141. — Corte esquemático de un micrófono a carbón de doble botón.

nancia del tipo común, es de unos 2000 ciclos por segundo, por lo que tal modelo tiene únicamente aplicación en telefonía. Los modelos modernos han elevado dicha frecuencia hasta arriba de 6.000 ciclos por segundo, mediante aros de presión y una placa rígida, con una ranura circular, que se coloca paralelamente a la membrana con separación regulable. Para asegurar la hermeticidad del cierre y evitar pérdidas de granos de carbón, se colocan arandelas de papel, y para mejorar el contacto entre los granos y la membrana, se le da a ésta un baño electrolítico de oro en la cara interna.

A fin de reducir a un mínimo la segunda armónica se construye el micrófono a carbón de doble botón, que se ilustra en la figura 141. En él, la membrana se coloca entre dos cápsulas con granos de carbón, y la eliminación de las armónicas pares se produce en forma similar a los circuitos simétricos que se verán más adelante.

Estos micrófonos tienen el inconveniente de que introducen un soplido molesto en la reproducción debido a la liberación de gases ocluídos en los granos de carbón, que se producen al elevarse la temperatura por paso de la corriente. Esta razón y la distorsión armónica, hace que sólo se utilicen los micrófonos descriptos en circuitos de poca importancia, o en telefonía.

Micrófonos a capacitor

Consisten en esencia en un capacitor variable con una placa rígida y otra elástica. La onda sonora hace vibrar la placa y produce variaciones de capacidad, y, aplicado a un circuito con alimentación de tensión continua, se producirán variaciones en la intensidad que siguen a las variaciones de impedancia, que a su vez siguen a las de la capacidad. Pertenece pues este micrófono al tipo pasivo.

La figura 142 muestra una de las disposiciones constructivas, en la que la placa rígida tiene una serie de perforaciones para equilibrar las presiones de ambos lados de la membrana, y permitir los desplazamientos de la misma con inercia mínima. El diafragma es generalmente de aluminio, de espesor sumamente reducido (1/100″) y la frecuencia propia de resonancia del mismo se ha llevado a los 5.000 ciclos por segundo, lo que se puede regular, estirando más o menos la membrana.

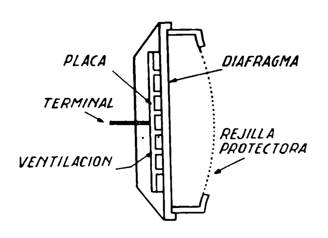


FIG. 142. — Corte esquemático de un micrófono a capacitor.

Estos micrófonos tienen una sensibilidad muy reducida, y son de alta impedancia. Ambos inconvenientes los han desplazado de los usos corrientes, en los que se los substituye por los tipos activos. En efecto, debido a la alta impedancia, deben utilizarse directamente acoplados al dispositivo amplificador, pues el cable de unión, si es largo, tiene una capacidad distribuída más importante que las del mismo micrófono. Por tal razón, se los monta en un solo block con el preamplificador, el cual debe tener varias etapas para compensar la escasa sensibilidad del micrófono. Tiene en cambio la ventaja de su insensibilidad a los agentes atmosféricos y no posee ruido de fondo, por lo que se aplica en mediciones.

Micrófonos a cristal

Pertenecen a los del tipo activo. Utilizan una placa de cristal de sal de La Rochelle o sal de Seignette, que tiene la propiedad de generar corrientes proporcionales a las presiones que reciben sobre sus caras. La f.e.m. generada se mide entre placas perpendiculares a las que reciben la presión exterior. La figura 143 muestra la forma de disponer las placas

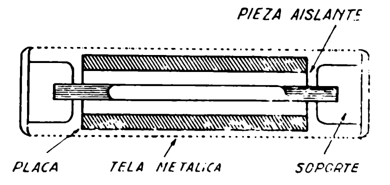


FIG. 143. — Corte esquemático de un micrófono a cristal.

(ilustrado en Henney-Radio Engineering Handbook) de a pares, en forma que sus deformaciones sean de sentidos opuestos. La frecuencia de resonancia del conjunto está por encima de la gama audible. La pieza aislante de soporte sirve a la vez de amortiguador, y tienen además una tela metálica de protección y otra impermeable. Son de alta impedancia, unos 5 Megohm, por lo que se acoplan directamente a la entrada del preamplificador.

Micrófonos dinámicos o de bobina móvil

Similares en principio a los parlantes auto-dinámicos, tienen algunas diferencias constructivas con aquéllos. La figura 144 muestra el corte esquemático. La bobina móvil está colocada en el entrehierro de un imán permanente, y fija, a su vez, a un diafragma elástico que se somete a las presiones de la onda acústica. De acuerdo con las leyes de las acciones dinámicas de las corrientes, al moverse la bobina dentro del campo magnético constante se inducirá en ella una f.e.m. de sentido y magnitud dependientes de la velocidad del desplazamiento. Esto equivale a establecer una dependencia entre la frecuencia y la magnitud de la onda sonora, y los mismos valores de la corriente inducida. La corriente tendrá pues la misma frecuencia que el sonido y la magnitud proporcional a la de aquél. El diafragma suele ser de duraluminio, lo que asegura su rigidez, y el funcionamiento como un pistón del mismo. Esta construcción hace aumentar *r*, la resistencia mecánica y se consigue así que Z_m dependa poco de la frecuencia. Tiene una elevada salida y robustez mecánica conveniente, por lo que se utiliza mucho.

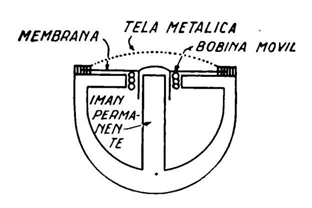


FIG. 144. — Corte esquemático de un micrófono dinámico.

Micrófonos de cinta

Están constituídos por una cinta de duraluminio corrugada en el sentido de su longitud, colocada dentro del campo magnético de dos imanes permanentes (ver figura 145). Los soportes la aislan de los imanes y tiene rigidez mecánica suficiente para mantenerse en la posición media sin estirado alguno, con lo que la frecuencia propia de resonancia es muy baja por ser baja la rigidez o alta la compliancia (15 ciclos por segundo para cintas de 25 mm. de longitud y 60 c/s para las de 12 mm.). Al incidir en la cinta la onda de presión y depresión del aire provocados por una onda sonora, aquélla se desplaza siguiendo las variaciones de ésta y cortando las líneas de fuerza de los imanes permanentes. Se inducirá por este motivo una f.e.m. de igual frecuencia que la del sonido y de amplitud proporcional a la del mismo. Debido al tipo de construcción este micrófono

será más sensible a los sonidos que inciden perpendicularmente al plano de la cinta, y menos sensible a medida que la dirección de incidencia se va alejando de la perpendicular. La disminución de sensibilidad sigue la ley de coseno trigonométrico, de modo que las curvas de igual sensibilidad afectan la forma de dos lóbulos, cuyo eje de máxima es perpendicular al plano de la cinta y el de mínima coincide con éste. Por tal motivo, estos micrófonos resultan bidireccionales.

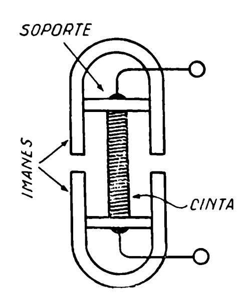


FIG. 145. — Corte esquemático de un micrófono de cinta.

Son de muy baja impedancia (generalmente fracciones de Ohm) por lo que deben acoplarse con un transformador de relación apropiada, o con dos transformadores en cascada.

Por su buena sensibilidad, su fidelidad de reproducción y sus características direccionales, es el más apto para usos en transmisores y amplificadores, especialmente en los casos en que debe utilizarse en el mismo recinto donde están colocados los altoparlantes. En este último caso, el plano de la cinta debe coincidir con un plano que pase por el eje del cono del parlante, para evitar las realimentaciones electroacústicas.

Micrófonos cardioides

Son combinaciones de micrófonos a cinta con otros, a capacitor o a bobina móvil, para obtener características de sensibilidad unidireccionales, cuya representación gráfica tiene un solo lóbulo hacia un lado del eje, asemejándose a la curva denominada *cardioide*, y de aquí el nombre del micrófono. Otros modelos combinan uno de los elementos citados con una pastilla piezoeléctrica a iguales fines.

Cuando un micrófono tiene la misma sensibilidad en todas direcciones, es decir cuando la f.e.m. inducida en él o las variaciones impresas a la intensidad de corriente tienen la misma amplitud cualquiera que sea la dirección de la que proviene el sonido, la curva de sensibilidad del micrófono es una circunferencia con centro en el mismo, según se ve en la curva D de la figura 146. Este funcionamiento es típico de un micrófono a doble botón abierto. Cuando se tienen dos direcciones de sensibilidad máxima, que generalmente coinciden con una perpendicular al plano del micrófono, como ocurre en los de cinta, el gráfico es el de la curva R. Si se combinan elementos de acción, puede distribuirse una sola o dos curvas o lóbulos de sensibilidad; cubriendo la parte posterior del micrófono se tendría la curva C, y regulando convenientemente la acción de los sistemas de freno que impiden la actuación para sonidos provenientes de una dirección se tienen curvas como las que indican con 1/3,2, 1/3,6 y 1/4 en la fi-

gura 146. En el micrófono cardioide Western Electric, se consiguen funcionamientos en características polidireccionales, bidireccionales, unidireccionales y combinaciones mediante una selectora, permitiendo utilizarlo para orquestas, solistas, audiciones públicas, etc.



FIG. 146. — Características del micrófono cardioide Western Electric.

Circuitos de conexión de micrófonos

De acuerdo con las explicaciones precedentes respecto de los diferentes tipos de micrófonos, veamos en la figura 147 la manera de conectarlos a una válvula que oficiará de primera preamplificadora en el circuito amplificador de audiofrecuencia. Los micrófonos a carbón llevan una batería, generalmente de 4,5 V en serie y quedan aplicados al primario de un transformador que además de entregar en el secundario una tensión de audio, permite adaptar la baja impedancia del micrófono a la alta impedancia de grilla de la válvula (esquema *a*). En montajes económicos, se acude muchas veces a suprimir el transformador y la batería, colocando el micrófono como resistor de cátodo de una válvula; de este modo la corriente anódica de la misma pasa por el micrófono y actúa como la corriente continua de la batería (esquema *b*). Debe usarse una válvula cuya resistencia de polarización de grilla por cátodo tenga un valor aproximado a la

resistencia propia del micrófono. Es de hacer notar que la válvula se conecta como amplificadora con grilla a masa, pero prácticamente no amplifica, por lo que debe ser seguida por una preamplificadora. Finalmente, el esquema *c* es para micrófonos a carbón de doble botón, en cuyo caso el transformador de acoplamiento tiene una derivación central en el primario.

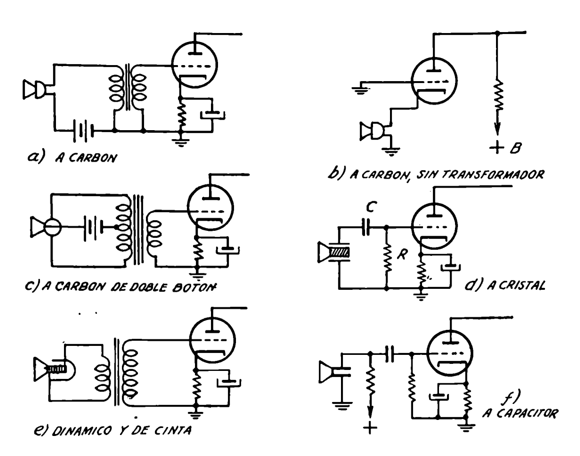


Fig. 147. — Esquemas de conexión de los distintos tipos de micrófonos.

Pasemos ahora al micrófono a cristal, esquema *d*. Como es generador, se conecta directamente a la entrada de grilla, separándolo mediante un capacitor para evitar que la tensión continua en ese electrodo haga pasar corriente de ese tipo por el cristal. Debido a la alta impedancia no se puede usar una capacidad grande, pues la constante de tiempo del circuito, dada por el producto RC, debe mantenerse baja.

Los micrófonos dinámicos y de cinta son de muy baja impedancia y deben acoplarse a la válvula a través de un transformador adaptador, como se ve en el esquema *e*. Para los de cinta puede ser necesario el uso de dos transformadores en cascada.

Finalmente, aunque son poco usados hoy día, damos en el esquema *f* la conexión de los micrófonos a capacitor, que deben llevar en una de las placas del mismo una polarización continua alta. Como en los amplificadores siempre hay disponible para la alimentación anódica de las válvulas una tensión continua comprendida entre 100 y 250 Volt, se utiliza esa fuente. El capacitor que sigue en el acoplamiento impide que se dé a la grilla de la válvula una polarización positiva.

GRABADORES Y FONOCAPTORES

Los micrófonos captan directamente las ondas sonoras y las convierten en una tensión o una corriente alternada de audiofrecuencia. Para la reproducción del sonido se emplean otros sistemas mediante los cuales se hace la grabación en discos con surco en espiral, en cintas o alambres y luego, mediante un dispositivo inverso al de grabación, se reproduce la corriente de audio. Primero se emplea un micrófono para convertir el sonido en corriente de audio, la cual se graba, y luego se convierte esa grabación en señal de audio nuevamente. El dispositivo mencionado primero es el *grabador* y el segundo el *fonocaptor.*

Grabación en surcos

Este es el más antiguo sistema de grabar y reproducir el sonido, y con modificaciones que lo perfeccionaron se usa todavía en la actualidad. El cuerpo sobre el que se graba es un disco de cera endurecida o de material plástico (vinil, etc.) en el cual hay un surco en espiral. Primitivamente el surco seguía la espiral perfecta y la grabación alteraba la profundidad del surco (ver figura 148 a) pero posteriormente se producía la vibración de la púa en sentido lateral, con lo que el surco tiene profundidad constante pero la espiral es ondulada, como lo muestra la parte b) de esa figura. El surco de fondo en cresta se alisaba pronto con el pasaje de la púa y la grabación perdía claridad, en cambio la grabación lateral no tiene ese inconveniente.

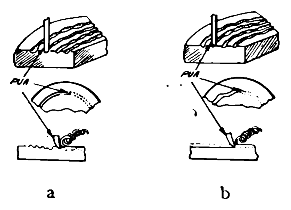


FIG. 148. — Los dos sistemas de grabación de discos a surcos.

La púa de acero con que se hace el surco es en realidad un escoplo que trabaja sobre un disco virgen de acero, el cual sirve después para hacer copias con material menos duro y más económico. Las púas para reproducción son de acero, de zafiro y aún de espinas de cactus. El disco se hace girar a velocidades de 78, 45, 33 y 16 vueltas por minuto. A menor velocidad la duración de la grabación es mayor y los surcos se hacen más pequeños, denominándose *microsurcos.* Los motores giradiscos tienen dispositivos de cambio de velocidad para poder pasar discos de todos los tipos mencionados. La púa, al correr dentro del surco, vibra con las ondulaciones de aquél y esa vibración se transmite al fonocaptor, que la convierte en una señal de audio. Los grabadores son siempre del tipo electromagnético, pero los reproductores son de diversos tipos, que veremos en detalle. Muchas veces tienen dos púas distintas, una para surco común (78 r.p.m.) y otra para microsurcos, que se cambian mediante un juego mecánico.

Fonocaptor electromagnético

Consta de una armadura móvil, que puede oscilar dentro del entrehierro de un imán permanente (ver figura 149). El imán tiene cuatro piezas polares terminales y la armadura, de hierro dulce, tiene un eje en el centro de dos de las piezas polares y guarniciones de goma en los dos extremos. La púa se introduce en un cilindro fijo a la armadura, de modo que el eje de aquélla pase por el eje de rotación de esta última. Una pieza de goma se encarga de mantener a la armadura centrada con respecto a las piezas polares, en la posición de reposo. Al seguir la púa el surco del disco, la armadura se moverá en el entrehierro produciendo una variación de flujo, que inducirá en la bobina una f.e.m. alternada, de igual frecuencia que la vibración, es decir, de igual frecuencia que el sonido grabado. Para no tener distorsión, debe haber proporcionalidad entre el movimiento de la armadura y el del extremo de la púa, dependiendo el primero de la elasticidad del soporte y el segundo de la ondulación del surco.

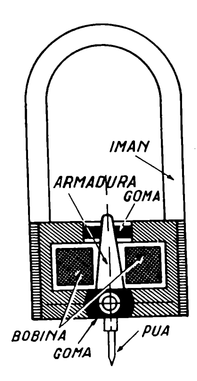


FIG. 149. — Corte esquemático de un fonocaptor magnético.

La característica de frecuencia de estos reproductores depende pues, de que la goma mantenga la elasticidad inicial con el envejecimiento, lo cual es poco probable. Tampoco se puede llegar al otro extremo, haciendo muy rígida la suspensión de la armadura, porque interviene entonces la frecuencia propia de resonancia de la caja y del brazo de soporte y se producen pozos de frecuencia. Los modelos actuales se comportan bien entre 40 y 10.000 ciclos por segundo, lo que es bastante satisfactorio. Estas condiciones se especifican para una fuerza de reposo determinada (30 gramos), y para una amplitud de ondulación máxima de 60 micrones.

La tensión de audiofrecuencia a utilizar en el dispositivo amplificador y reproductor se toma de los extremos de la bobina, y es, para estos fonocaptores de un Volt aproximadamente, para los tipos de alta impedancia.

El inconveniente es el *ruido de púa*, producido por roce en el surco debido a la granulosidad del material del disco, que se reproduce en el amplificador en forma de un soplido. Puede obviarse el inconveniente empleando un filtro de paso de banda, cuyo estudio corresponde a otro capítulo.

Fonocaptor a cristal

Aprovecha la propiedad de los cristales de La Rochelle, de generar corrientes alternadas al recibir presiones sobre sus caras. La frecuencia

de las corrientes es igual a la de la vibración actuante. La púa actúa por medio de un mecanismo, o directamente, sobre las caras de la placa de cristal, y la f.e.m. generada se toma de otras dos caras, perpendiculares a las primeras. La figura 150 muestra el aspecto típico de tres de estos reproductores, que tienen sobre los magnéticos algunas ventajas y algunos inconvenientes. Dos de los modelos ilustrados corresponden a la Shure Co.

Por de pronto tienen una elevada salida (un Volt, o aún más, en algunos tipos), peso muy reducido, que redunda en una mayor duración

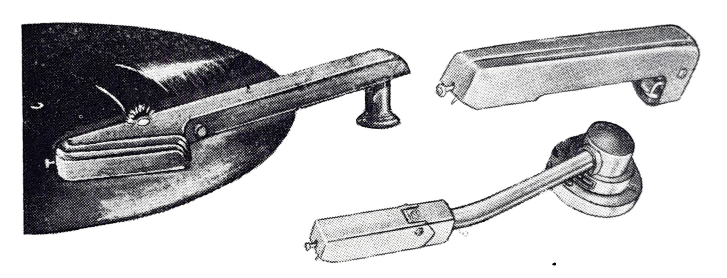


Fig. 150. — Aspecto de los fonocaptores a cristal más usuales.

del disco por menor desgaste y en una mejor reproducción de notas muy intensas, por su menor inercia.

En cambio, son muy sensibles a los cambios de temperatura, especificándose un máximo de 50°C, por lo que debe evitarse su proximidad con transformadores o válvulas. Es muy higroscópico, pues al hidrolizarse pierde sus cualidades electrógenas. Es muy frágil, por lo que hay que preservarlo de golpes. Se descompone fácilmente por electrólisis al pasaje de corrientes eléctricas polarizadas, por lo que debe evitarse que ello suceda accidentalmente. Pese a estas razones, se lo utiliza preferentemente por sus ventajas, que son importantes, y su menor costo que los modelos buenos de tipo electromagnético.

La impedancia de un fonocaptor piezoeléctrico equivale a un capacitor de 0,0015 μF, con lo que a 1000 ciclos, será de 0,1 Megohm, y a 100 ciclos, de 1 Megohm. Por tal motivo, requiere ser utilizado con una impedancia de carga elevada para tener buena reproducción de las frecuencias bajas. Con 5 Megohm tiene prácticamente la misma salida a 30 que a 1000 ciclos, pero con 0,1 Megohm se produce una atenuación de 30 decibel en la primer frecuencia respecto de la segunda. Por otra parte se debe contemplar la impedancia máxima de entrada del amplificador que, si es directamente la grilla de una válvula, aquella está limitada a un Megohm, de modo que hay que tomar una solución de transición entre los valores citados.

En el caso de reducir el volumen con un potenciómetro, no conviene acoplarlo directamente al fonocaptor, porque al reducir el nivel se produciría una atenuación apreciable sobre las frecuencias bajas. Puede compensarse este efecto conectando una capacidad en paralelo, de igual valor que el fonocaptor mismo, o utilizar cable blindado con malla metálica, para unirlo al amplificador, con lo que la capacidad distribuída del mismo suministrará la compensación citada, conectándose en este caso el potenciómetro sobre la válvula y no sobre el reproductor. El ruido de púa es importante y se lo puede eliminar con filtros adecuados.

Fonocaptor a fotocélula

Este moderno tipo de reproductor fonográfico ilustrado en la figura 151, fué una novedad en esta clase de dispositivos. La patente pertenece a la Philco. El principio de funcionamiento es el siguiente: se hace correr por el surco ondulado del disco un estilo de zafiro, en cuya prolongación se fijó un espejito; sobre el espejo inciden los rayos de luz que provienen de una lámpara llena de argón, y se reflejan sobre una célula fotoeléctrica de selenio. La célula genera una corriente que sigue las variaciones de la luz recibida, y por lo tanto será una corriente alternada de igual frecuencia que la de la ondulación y del sonido. La lámpara no puede estar alimentada por corriente alternada de frecuencia industrial, por que aparecería mezclada una corriente de igual frecuencia producida por las variaciones de intensidad luminosa de la lámpara. Debe pues utilizarse para tal fin o bien corriente continua, o bien radiofrecuencia.

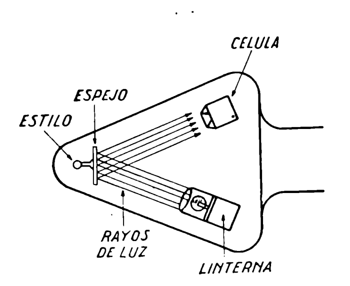


Fig. 151. — Vista esquemática de un fonocaptor a fotocélula.

El haz de luz incide en la posición de reposo sobre la mitad de la cara de la célula, y al vibrar el espejito aumenta y disminuye la superficie iluminada, produciendo iguales variaciones en la corriente.

El ajuste de la incidencia del haz se hace con un tornillo, que varía la posición de la célula y la lámpara se enfoca sobre el espejo mediante dos lentes plano-convexas, por desplazamiento relativo entre las mismas, en forma similar a los microscopios.

El peso del conjunto es mucho menor que los otros modelos de reproductores, lo que se traduce en una duración mayor de los discos por reducción del desgaste del surco. Según la fábrica de origen, se ha conseguido aumentar la vida de los mismos en diez veces, lo que da una idea de las ventajas de este modelo. Se une a ello la facilidad de regulación de

la posición de reposo, mientras que en su contra tiene las complicaciones originadas por la alimentación con corriente especial.

Fonocaptor a reluctancia variable

Si recordamos la teoría de los circuitos magnéticos, convendremos en que la reluctancia equivale en ellos a la resistencia de los eléctricos. Luego este fonocaptor basa su funcionamiento en las variaciones que se producen en la reluctancia de un circuito magnético. Consta, como se ve en la figura 152, de una laminita retorcida de acero que tiene en su extremo una púa de zafiro y el otro extremo está fijo al cuerpo del fonocaptor, justo en el lugar en que hay un imán de alnico. Delante del imán hay dos carretes bobinados con núcleos de numetal y unidos por la parte superior por una

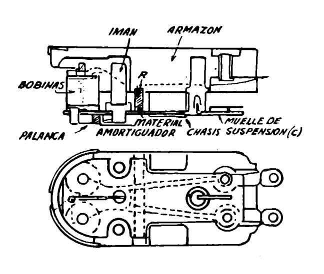


Fig. 152. — Fonocaptor a reluctancia variable.

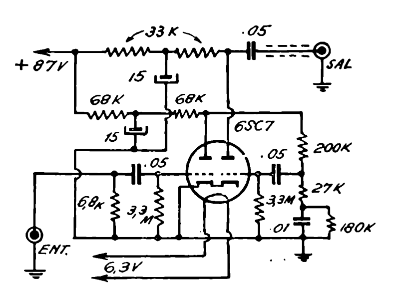


Fig. 153. — Circuito G.E. para fonocaptor a reluctancia variable.

armadura. Estas bobinas están conectadas en oposición y la serie que forman va con dos cables al circuito exterior que se lleva al amplificador. El conjunto está dentro de una cápsula que oficia de blindaje magnético.

Al correr la púa por el surco, la laminita se mueve lateralmente, acercándose alternativamente a los dos costados del entrehierro del electroimán. Con ello la reluctancia magnética de cada rama abarcada por cada una de las dos bobinas variará, pues el entrehierro es diferente. El flujo magnético de ambas bobinas es igual para la púa centrada pero distinto cuando la púa vibra. Luego entre los extremos de las bobinas en serie se obtiene una f.e.m. que es proporcional al régimen de variación de flujo. En cambio, si la laminita se mueve verticalmente no hay f.e.m. alguna, pues el espacio de aire a ambos lados de la púa es el mismo y las reluctancias de ambas ramas son iguales.

El material amortiguador colocado detrás del soporte de la laminita tiene por objeto absorber las vibraciones verticales, que pese a lo dicho anteriormente, cuando eran de alta frecuencia producían un inconveniente en el funcionamiento.

De acuerdo con las consideraciones sobre la resonancia acústica hechas anteriormente, tenemos en este fonocaptor los elementos que integran la impedancia mecánica; son ellos la resistencia friccional al movimiento, la masa de la parte móvil que equivale a una inductancia y la compliancia o elasticidad, equivalente a una capacidad. Para bajas frecuencias de reproducción el sistema tiene vínculos rígidos y la impedancia disminuye en forma lineal con la frecuencia por ser baja la resistencia y la masa, quedando el efecto de la compliancia. Esto ocurre hasta una frecuencia del orden de los 2.300 c/s. Pasado este valor adquiere preponderancia la masa y la impedancia crece linealmente con la frecuencia, por ser esa masa equivalente a una inductancia.

Las consideraciones precedentes dicen que el circuito del preamplificador al que se aplique la salida del fonocaptor de reluctancia variable deberá tener corrección de frecuencia, en forma tal que pueda nivelarse la señal de salida a ambos lados de la frecuencia de resonancia. Por ejemplo, en la figura 153 damos el circuito de preamplificador que aconseja la General Electric para su modelo de fonocaptor, circuito que no proporciona prácticamente amplificación sino corrección de frecuencias. Es de hacer notar que la calidad de reproducción obtenida con estos tipos de fonocaptores es superior a la de otros tipos, por lo cual, pese a ser más costosos y requerir circuitos especiales, se los emplea en equipos de alta calidad.

Grabación en alambres de acero o cintas metalizadas

Se ha difundido en el mercado un sistema de grabación y reproducción del sonido que parece llamado a reemplazar al de discos que se ha usado hasta ahora. Consiste en esencia en la grabación magnética sobre una cinta metalizada o un alambre de acero, con la ventaja evidente de su menor tamaño, la continuidad de una audición y que se puede borrar cualquier grabación para utilizar la cinta para otra.

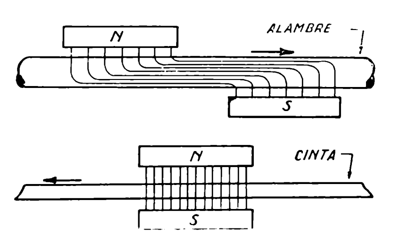


Fig. 154. — Principio de la grabación de sonido por vía magnética.

En realidad ya en 1898 se ensayó un sistema de este tipo, haciendo pasar un alambre entre las piezas polares de un electroimán excitado por la audiofrecuencia que se quería grabar; pero presentó el inconveniente que se reviraba al quererlo arrollar y desenrollar para reproducir el sonido. Ahora la grabación se hace en sentido longitudinal del alambre, como muestra la figura 154; en la parte superior se ve cómo las líneas de fuerza

recorren longitudinalmente una parte del alambre para que al revirarse después no afecte la reproducción. En la parte inferior se muestra el sistema para grabar sobre cinta de acero, lo que se hace en el sentido del ancho de la misma. El diámetro del alambre suele ser de 0,10 a 0,12 de mm a fin de que se puedan arrollar muchos metros en un carrete de reducidas dimensiones.

Para reproducir el sonido se hace pasar el alambre por una bobina, en la cual se inducirá una f.e.m. de amplitud proporcional a la densidad

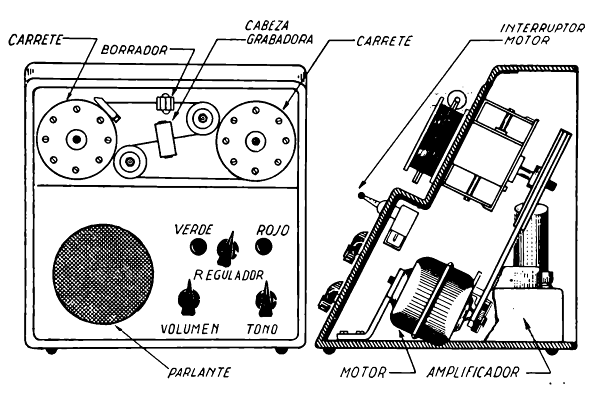


FIG. 155. — Vista y corte esquemático de un aparato para grabar y reproducir sonido mediante un alambre de acero.

magnética retenida en el alambre por remanencia, y de igual frecuencia que la corriente de audio que se usó para grabar. Si se quiere borrar la grabación, se hace pasar el alambre por un carrete o bobina alimentada con alta frecuencia, generalmente unos 15 a 16 Kilociclos por segundo, que anula la remanencia magnética.

En la figura 155 se puede ver un aparato en conjunto que corresponde a la Armour Research Foundation; se ven los carretes en los que está enrrollado el alambre y pasa de uno a otro pasando por la cabeza de grabación, por la de reproducción y la bobina de borrado. En el frente del aparato se puede ver también el altoparlante y los controles, y en el corte se observa el motor que mueve los carretes, cuya velocidad debe mantenerse muy constante, pues afecta a la respuesta de frecuencia del conjunto. Las luces de colores verde y roja indican la operación que se está haciendo; verde señala registro en grabación y roja reproducción. Tiene un indicador de metraje de alambre.

La cabeza de grabación utilizada se ilustra en la figura 156 pudiendo verse que se trata de un electroimán a núcleo partido, cuyo entrehierro

se ha construído en forma afilada para concentrar el campo magnético y conseguir una mayor densidad sobre el alambre. Este entrehierro se hace de 0,025 mm a cada lado del alambre, a fin de reducir la reluctancia magnética. Entre las piezas polares hay una ranura en bayoneta para retirar y colocar con facilidad el alambre y al mismo tiempo impedir que éste se salga solo.

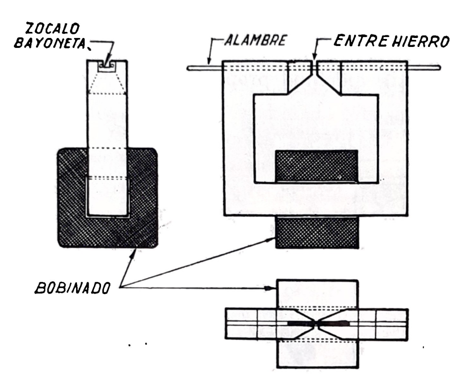


FIG. 156. — Cabeza de grabación del equipo ilustrado en la fig. 155.

La bobina de borrado que se puede observar en la parte frontal de la figura 155 está alimentada por un generador de alta frecuencia, unos 15 a 16 Kilociclos por segundo, y un interruptor especial permite conectarla cuando se desea. Una vez borrada la grabación se puede hacer pasar nuevamente el alambre o la cinta por la cabeza grabadora e imprimir cualquier otra audición. Dado que los carretes permiten enrrollar una gran cantidad de alambre, se ha conseguido grabar y reproducir audiciones de muchas horas sin interrupción; en este aspecto presenta ventajas indiscutibles con respecto al sistema de discos de cera endurecida, pues en ellos la duración máxima es de 30 minutos y sólo mediante ingeniosas combinaciones con dos motores y dos reproductores se ha conseguido llegar a tiempos mayores.

TELEFONOS

Son aparatos destinados a transformar un fenómeno eléctrico en uno acústico. Una corriente de audiofrecuencia que puede provenir de un amplificador o de un transmisor, en la forma como se verá en el capítulo correspondiente, es susceptible de producir una onda acústica de igual frecuencia, y por lo tanto, audible. Para ello, se utiliza el dispositivo que se ve en la figura 157 denominado teléfono. Consta en esencia de una bobina con núcleo metálico y una placa o membrana de espesor reducido para que pueda vibrar.

La corriente alternada que recorre la bobina engendra un campo magnético, y el conjunto funciona como un electroimán, tendiendo a cerrar el circuito magnético por el núcleo; como la placa forma parte del circuito de las líneas de fuerza del campo magnético, será atraída hacia el núcleo,

con fuerza que depende de la magnitud de la corriente, de acuerdo con la expresión general de la fuerza portante para electroimanes:

$$F = \frac{B^2 S}{981 \times 8\pi} = k I^2 S$$

En la que la fuerza con que la placa es atraída está dada en gramos; B es la inducción magnética en el entrehierro (líneas de fuerza por cm^2), y S es la sección del núcleo en sentido transversal, en cm^2. Debido a la proporcionalidad entre la inducción y la intensidad de corriente (para los

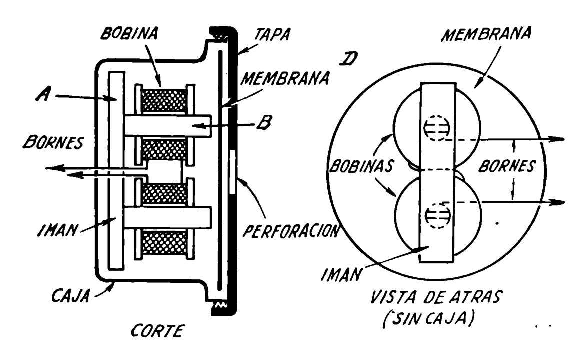


FIG. 157. — Corte esquemático de un teléfono.

casos en que el núcleo esté lejos de la saturación magnética) se puede escribir la segunda parte de la fórmula, en la que I es la intensidad que recorre la bobina.

Como la corriente aparece en la fórmula elevada al cuadrado, la fuerza tendrá el mismo sentido cualquiera que sea el signo de I, es decir, cualquiera que sea el sentido de circulación de la corriente. Esto se interpreta como que durante los dos semiciclos de la corriente alternada (el positivo y el negativo) se producirán fuerzas de atracción sobre la placa, es decir, por cada ciclo eléctrico habría dos recorridos completos de la membrana, y la onda sonora tendría doble frecuencia que la eléctrica.

Para evitar este inconveniente se utiliza un núcleo magnetizado, es decir un imán permanente. Con ello, sin circular corriente por la bobina, hay una fuerza actuante sobre la placa, que la mantiene en tensión. Al hacer pasar una corriente audible por el devanado, los dos campos magnéticos, el permanente y el producido por la corriente, se sumarán, conservando sus signos. De esta manera, durante uno de los semiciclos se reforzará el flujo permanente y durante el otro se debilitará, producién-

dose un solo recorrido de ida y vuelta de la placa por ciclo, con lo que la onda sonora tendrá la misma frecuencia que la de la corriente. En realidad ocurre que la reproducción sonora tiene un elevado porciento de segunda armónica, por lo que el sonido es chillón.

En la figura 157, *A* es la culata del electro-imán, *B* son los extremos del núcleo, *D* es la placa. Para reconocer la existencia de un campo permanente, basta retirar la tapa del teléfono e invertir la posición del mismo, comprobando que la membrana queda adherida. Al producirse rápidos movimientos de la membrana hacia el núcleo y hacia afuera, se efectúan presiones y depresiones sobre el aire ambiente que se propagan en todas direcciones, impresionando las membranas del oído y haciendo que se perciba el sonido.

Una característica propia de cada teléfono, es la impedancia interna de su bobinado, que se especifica en cada caso. Se los usa generalmente en par, tal como se ve en la figura 158, para aplicarlos a ambos oídos.

ALTOPARLANTES

Los primeros altoparlantes eran teléfonos un poco más grandes, en los que se colocaba una bocina frente al orificio de la tapa de la figura 157, a efectos de aumentar el volumen de aire movido. Se los denominaba *parlantes a membrana*, y cayeron pronto en desuso por el elevado porcentaje de segunda armónica (de lo que no escapan los teléfonos) y el reducido nivel sonoro obtenido.

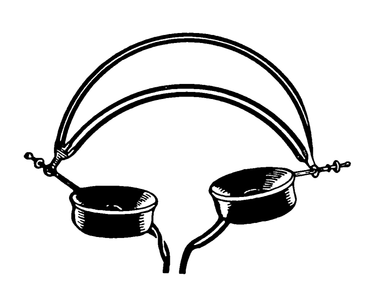


Fig. 158. — Vista de un par de teléfonos (auriculares).

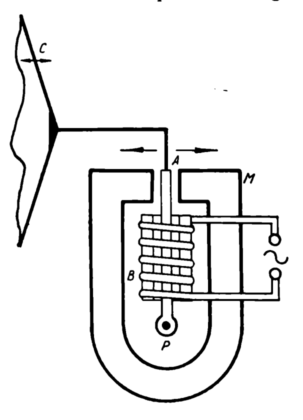


Fig. 159. — Vista esquemática de un parlante magnético.

El parlante magnético tiene un imán permanente (como se puede ver

en la figura 159) M, y en el entrehierro del mismo se puede mover una armadura *A*, fija en su extremo P o en el punto medio en otros modelos, designándose en tal caso: *a armadura semi-balanceada* o *a armadura balanceada*, respectivamente. La armadura está colocada además dentro de una bobina B, por la que se hace pasar la corriente de audiofrecuencia, y su extremo está unido mediante una varilla al vértice de un cono de cartón *C*. Al circular corriente alternada por la bobina se producirán fuerzas sobre la armadura, que la harán acercarse hacia uno y otro extremo del imán permanente, alternativamente, haciendo vibrar con la misma frecuencia al cono de cartón y produciendo presiones en el aire, que se traducen en un sonido en la misma forma que en el caso de la membrana metálica. Como la superficie del cono es mucho mayor que la de la placa del caso anterior, se pondrá en juego una cantidad de aire desplazado mucho mayor, y la potencia acústica, por así llamarla, será más grande.

Este parlante, que es designado comúnmente con el nombre de *magnético*, se utiliza poco debido a su elevado porcentaje de armónicas y a la potencia relativamente reducida que con él se obtiene, comparándola con tipos más modernos.

Altoparlantes dinámicos

Se llaman así porque funcionan bajo el efecto de las acciones dinámicas que se ejercen entre las corrientes eléctricas y los campos magnéticos. Constan de un imán permanente (ver figura 160) de forma cilíndrica y cuyo corte transversal se ve en la figura, en el entrehierro del cual se coloca una bobina arrollada sobre un tubo de cartón, fijo a un cono también de cartón. Las líneas de fuerza del campo magnético del imán cortan a las espiras de la bobina. Se hace pasar por esta última una corriente alternada de audiofrecuencia y se originan fuerzas que tienden a desplazarla en sentido perpendicular a las líneas de fuerza, es decir, en el sentido del eje de la bobina. El valor de tales fuerzas es:

$$F = k\ B\ I$$

en la que k es la constante de conversión de unidades, B es la inducción en el entrehierro, e I la intensidad de corriente que recorre las espiras. El sentido de la fuerza depende del de circulación de I, de modo que cambia cada medio ciclo, con lo que el movimiento de la bobina es alternativo, imprimiéndole al cono un movimiento vibratorio. Para fijar el cono en una posición intermedia de equilibrio, se coloca una pieza elástica llamada *estrella* o *araña*, que le permite al cono movimientos en sentido del eje pero no transversales. El borde exterior del cono se sujeta al aro metálico fijo mediante un acoplamiento elástico,

consistente en una cinta de tela o cuero, o en los modelos comunes, mediante pliegues del cartón mismo del cono.

A fin de obtener la máxima potencia acústica, es menester que la elasticidad de los dos acoplamientos sea la mayor posible, y que el peso de las partes móviles sea lo menor posible.

De la observación del movimiento del cono, se dedujo que el funcionamiento del parlante dinámico es distinto según el valor de la frecuencia de la corriente que recorre la bobina móvil. Por debajo de los 500 ciclos, el cono se comporta como un elemento rígido que desplaza una columna de aire, pudiendo ser asimilado a un pistón. Para obtener una potencia acústica considerable a estas frecuencias, es necesario que el diámetro del cono sea el mayor posible, y que el sistema de suspensión sea tan elástico que permita grandes movimientos de aquél, en el sentido del eje. Prácticamente se consigue funcionamiento óptimo haciendo que la frecuencia de resonancia mecánica del sistema esté por debajo de la frecuencia más baja a reproducir.

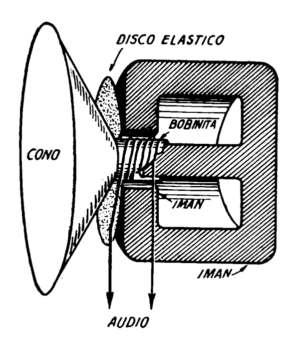


FIG. 160. — Corte esquemático de un parlante auto-dinámico.

A frecuencias mayores de 500 períodos el fenómeno se produce como una vibración del cono, que parte del vértice y se dirige al borde exterior. La zona de máxima amplitud de vibración, se hallará tanto más cerca del vértice cuanto mayor sea la frecuencia. De ahí la conveniencia de que los parlantes para frecuencias elevadas tengan diámetros reducidos.

Si recordamos los conceptos fundamentales de la electroacústica, podremos comprender cómo ocurren las cosas. La velocidad del cono era asimilable a la intensidad, y estará dada por el cociente entre la fuerza y la impedancia mecánica. La fuerza es directamente proporcional a la intensidad de la corriente de audio, y por consiguiente será un vector de alterna. La impedancia mecánica estaba dada por:

$$Z_m = \sqrt{r^2 + \left(\omega m - \frac{s}{\omega}\right)^2}$$

Veamos ahora los detalles que deben regir la construcción. La resistencia de fricción debe hacerse pequeña, mucho menor que las reactancias mecánicas de masa y compliancia. Si se reduce la compliancia, o sea la fluidez del movimiento, quedará sólo el efecto de masa, con lo que la velocidad del cono decaerá con la frecuencia pero la potencia estará regida, para frecuencias bajas, por una ley casi independiente de la frecuencia.

A frecuencias mayores de 500 ciclos la potencia mecánica del cono decae rápidamente y el movimiento como pistón cesa para dar lugar a un efecto vibratorio, donde todo depende de la compliancia.

Los altoparlantes que se construyen en la forma descripta se denominan *autodinámicos*. Una variedad la constituye el *electrodinámico,* en el que el campo permanente se sustituye por un electroimán (ver figura 161). El núcleo, de forma similar al anterior, no tiene magnetización remanente y se coloca una bobina denominada *campo,* alimentada por una corriente auxiliar de excitación, que debe mantenerse constante. El campo magnético producido por esta corriente sustituye al del imán permanente, con la ventaja que se puede obtener la densidad magéntica que se necesita en cada caso particular mediante la regulación de la intensidad de excitación.

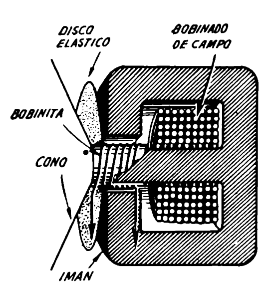
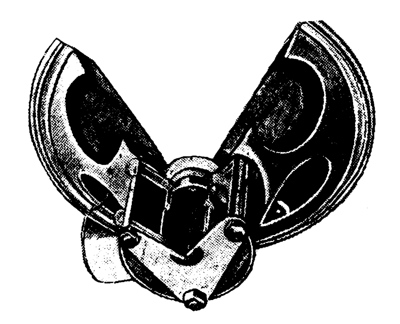
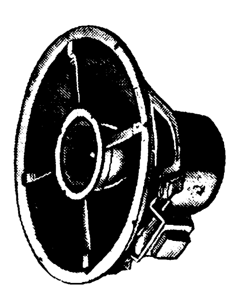


FIG. 161. — Corte esquemático de un parlante electrodinámico.

Con los parlantes electrodinámicos se han conseguido mayores potencias acústicas que con los autodinámicos, pero últimamente, con el adelanto alcanzado en la fabricación de imanes permanentes, con materiales especiales (alnico, permalloy, etc.), la diferencia no es tan importante y hasta se han invertido las cosas.


FIG. 162.—Corte de un parlante dinámico.


FIG. 163. — Vista de un parlante dinámico de doble cono.

La figura 162 muestra el aspecto en corte de un parlante dinámico del tipo Philips, en el que se ve la cavidad destinada a alojar el bobinado de campo si es del tipo electrodinámico. La bobina móvil se hace de cobre,

a fin de conseguir la máxima conductibilidad con mínimo peso y consta de pocas vueltas, con una impedancia (prácticamente igual a la resistencia) que oscila entre 3 y 16 Ohm, en los modelos más comunes.

Ultimamente se han fabricado parlantes con dos conos, según muestra la figura 163, con el objeto de separar la reproducción de las frecuencias bajas (cono mayor) y las altas (cono menor) con excelentes resultados. La ilustración corresponde a un *Jensen*.

CAPITULO VII

AMPLIFICACION DE AUDIOFRECUENCIA

AMPLIFICADORES DE TENSION

En el capítulo III se definió lo que se conoce con el nombre de *amplificación* de la válvula. Quedó sentado que se podían obtener iguales variaciones en la corriente de placa con grandes variaciones de la tensión anódica o con pequeñas variaciones de la tensión de grilla. El cociente entre las dos variaciones de tensión (de placa y de grilla), que ocasionan idénticas modificaciones de la corrieínte de ánodo, se denomina *coeficiente de amplificación* de la válvula.

A fin de obtener una tensión útil para aplicarla a las etapas siguientes, se debe insertar en el circuito de placa una resistencia, para que al ser recorrida por la corriente de placa se produzcan en la misma caídas de tensión de idénticas variaciones, las que se emplean en la forma que se verá más adelante. La figura 164 muestra el esquema de un triodo trabajando como amplificador de tensión, que funciona de la manera siguiente:

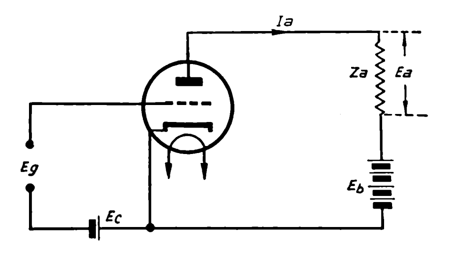


Fig. 164. — Principio del amplificador de tensión.

Al aplicar a la grilla una señal de amplitud E_g la tensión entre grilla y cátodo no será más la dada por la batería E_c, que suministra la tensión de reposo. En efecto, observando la figura 165 que representa la característica estática tensión de grilla—corriente de placa, con punto de trabajo P, dado por la polarización E_c, se ve que la diferencia instantánea de potencial entre grilla y cátodo será la suma algebraica entre E_c y E_g. Si la señal aplicada es una tensión continua, la suma citada da un valor constante, de modo que la tensión de grilla será la dada por el segmento DA

o DB, según si la señal aplicada sea de sentido contrario o igual a E_c. La corriente de placa que tenía un valor I_a representado por el segmento FG, pasa a valer FH o FJ y la válvula permanece trabajando en su forma habitual, habiéndose producido únicamente un traslado ocasional del punto de trabajo P sobre la curva característica, hacia arriba o hacia abajo.

Si la señal aplicada a la grilla en lugar de ser una tensión continua tiene carácter alternado se operan fenómenos algo diferentes que los anteriores, y para representarlos gráficamente hay que considerar el transcurrir del tiempo. Si se toman además de los dos ejes que representan magnitudes eléctricas, los dos ejes del tiempo que se ven en la figura 165, uno para la corriente de placa y otro para la tensión de grilla, se puede visualizar en forma sencilla el proceso.

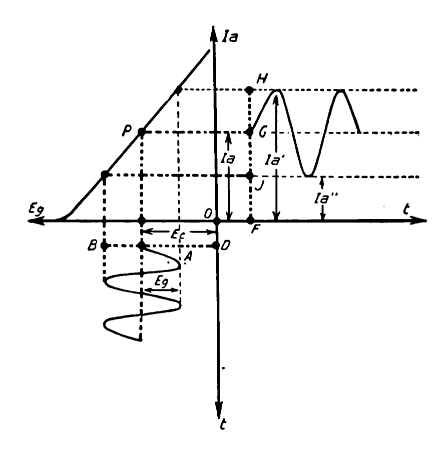


FIG. 165. — Mecanismo de la amplificación de tensión.

Ya se ha visto cómo se representa gráficamente una corriente alternada, de modo que no habrá ninguna dificultad en aplicar a la grilla, respecto del eje vertical que pasa por P, la tensión alternada E_g, es decir, la señal de entrada. La diferencia de potencial entre la grilla y el cátodo estará dada ahora por la distancia entre el eje vertical que pasa por O y la curva, siendo distinta para cada instante de tiempo que transcurra. Si para cada valor instantáneo de la tensión de grilla se obtiene gráficamente el valor respectivo de la corriente de placa, en la forma como se determinó el punto H partiendo del A, y el J partiendo del B, pero no olvidando que el tiempo transcurre para ambas magnitudes, se obtendrá la curva senoidal que parte de G. Los valores instantáneos de la corriente de placa serán ahora las distancias entre el eje que pasa por O y la curva citada, tales como los I_a' I_a'', etc.

Una corriente anódica tal como la que ha resultado, al pasar por la resistencia de carga insertada en el circuito de placa, que se ha denominado Z_a en la figura 166, provoca en ésta caídas de potencial de idénticas variaciones, que pueden utilizarse para aplicarlas a etapas siguientes del equipo.

La amplificación efectiva de un triodo amplificador de tensión ya fué deducida en el capítulo III y tenía un valor:

$$A = \frac{\mu \ Z_a}{R_a + Z_a}$$

donde sabemos que Z_a es la resistencia de carga donde se obtiene la tensión útil, R_a es la resistencia interna de placa de la válvula y μ el coefi-

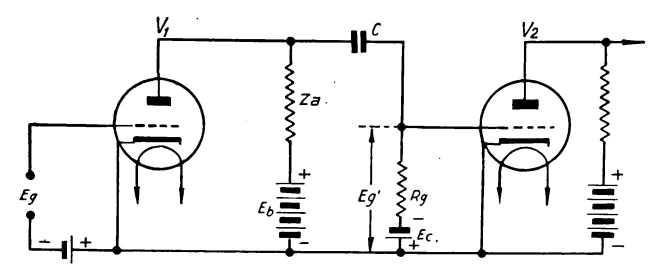


Fig. 166. — Esquema del acoplamiento a resistencia y capacidad.

ciente de amplificación de la misma. Es evidente que A será menor que μ, y que el máximo para A se consigue cuando ambos valores del denominador son iguales, según ya fué deducido. En la práctica no siempre se puede tomar esa igualdad por otras razones que veremos.

Acoplamientos. Resistencia y capacidad

La válvula conectada como amplificador de tensión debe acoplarse a la etapa siguiente, precisamente a la grilla de la válvula que le sigue, de manera que la tensión variable obtenida en el circuito anódico, o la mayor parte posible de ella, quede aplicada entre la grilla y el cátodo de la segunda. Hay varias formas de realizar el acoplamiento: a resistencia-capacidad, a inductancia-capacidad y a transformador.

La figura 166 da el esquema utilizado para el acoplamiento a resistencia y capacidad. El capacitor C tiene por misión evitar que la grilla de la válvula V_2 se polarice con la tensión de placa de la V_1. Cada válvula recibe las tensiones de placa y de grilla en la forma normal. Según lo visto más arriba, disponíamos en los bornes de la resistencia de carga Z_a de la tensión útil de amplitud A veces mayor que la señal de entrada E_g. La batería E_c da la polarización a grilla por un lado y a cátodo por el otro, pero como tiene baja resistencia interna representará un cortocircuito para la tensión alternada de placa de la válvula V_1. Se debe, pues, conectar en serie con la batería de grilla, una resistencia de valor lo más elevado posible R_g, denominada *carga de grilla.* Como en condiciones normales no circula corriente de grilla (veremos posteriormente cuándo ello

sucede) tal resistencia no afecta en absoluto a la polarización continua de reposo.

El capacitor C tiene un inconveniente que salta a la vista. Como está conectado en serie con R_g se producirá en él una caída de tensión alternada, perdiéndose parte de la señal útil obtenida en el circuito de placa de la primer válvula. El inconveniente no sería importante si la caída fuera constante a todas las frecuencias de la gama audible, pero no sucede así en virtud de que la reactancia del capacitor varía con la frecuencia, en forma inversamente proporcional. La amplificación de la etapa completa será mayor para las frecuencias altas y menor para los tonos graves. Para reducir la importancia del defecto se puede aumentar la capacidad de C, pero no tanto como para que la constante de tiempo del conjunto C R_g bloqueen la grilla. Prácticamente se utilizan para C valores comprendidos entre 0,01 y 0,1 microfarad. La amplificación efectiva de la etapa completa será entonces el cociente entre la tensión impresa a la grilla de V_2 y la de entrada E_g, es decir:

$$A = \frac{E'_g}{E_g}$$

que como se dijo, será distinta para cada frecuencia.

La figura 167 da la versión práctica de la figura 166, utilizando ya los sistemas de polarización de placa y de grilla tratados en el capítulo IV. La señal de entrada se aplica sobre la carga de grilla de la primer válvula

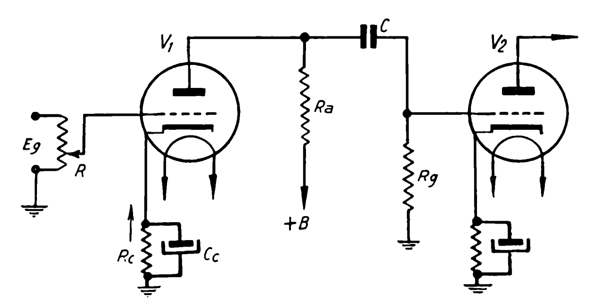


Fig. 167. — Circuito real del acoplamiento a resistencia y capacidad.

mediante un divisor de tensión, a fin de controlar el nivel de salida. El potenciómetro R, que se utiliza generalmente para tal fin, recibe el nombre de *control de volumen*, y cuando su cursor está en el extremo inferior no hay ninguna tensión de señal aplicada a la válvula, de modo que la corriente de placa será constante, de valor que depende de la polarización de grilla dada por medio de la resistencia R_c y de acuerdo con las carac-

terísticas estáticas de la válvula. La tensión de placa se toma de la fuente anódica, cuya representación se ha omitido en el esquema, indicándola sencillamente con el símbolo +B como es de práctica. El capacitor C y el resistor R_g, son los mismos que aparecen en la figura 166, de modo que su misión es ya conocida. El retorno de los circuitos de alimentación y de señal se hace por masa, tal como se ve en el esquema.

Si se corre hacia arriba el cursor del potenciómetro R, resulta aplicada a la primer válvula una fracción de la señal E_g y se comienza a

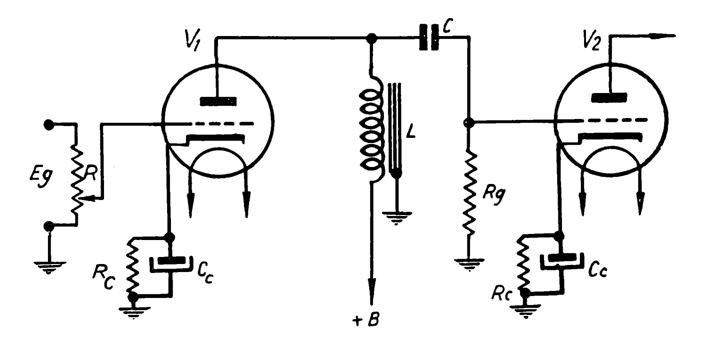


Fig. 168. — Acoplamiento a inductancia y capacidad.

producir la amplificación ya vista, obteniéndose en los bornes de la carga anódica R una caída de potencial alternada, que resulta aplicada a la grilla de la segunda válvula, entre los bornes de la carga de grilla R_g.

Ya se vió que el capacitor C_c de cátodo, tiene por objeto servir de paso a la corriente alternada del circuito de placa, con el doble fin de no perder parte de ella en forma de caída de tensión y para que la caída en la resistencia R_c producida por la corriente continua de placa resulte constante e igual a la polarización deseada para la válvula V_1. El esquema ilustrado corresponde al caso de alimentación con corriente alternada, continua, o con vibrador. Para el caso de alimentación a baterías, se puede utilizar el esquema de la figura 166, salvo en lo que se refiere a la polarización de grilla, que a veces no lleva una batería independiente, efectuándose el método con resistencia catódica como el de la figura 167, y que la batería de placa suele ser única, en lugar de individual para cada válvula.

Otro inconveniente del acoplamiento a resistencia-capacidad es la reducción de la tensión continua de alimentación de placa, ocasionada por la caída de tensión que se produce en la resistencia de carga R_a cuyo valor debe ser grande a fin de tener una ganancia importante de tensión.

La fuente debe suministrar, pues, mayor tensión que la que hace falta efectivamente para alimentar la placa.

Para evitar el inconveniente puede sustituirse la resistencia de ánodo por otro elemento que presente alta resistencia a la corriente alternada, pero baja resistencia a la corriente continua, como puede ser una bobina con núcleo de hierro. La figura 168 muestra la solución, consistente en el acoplamiento a inductancia-capacidad, que no se diferencia del anterior más que en la sustitución de la resistencia de carga anódica por una inductancia L. Como la reactancia de una bobina es directamente proporcional a la frecuencia, la carga de placa será mayor para frecuencias altas y viceversa, con lo que la etapa amplificará en mayor grado los tonos agudos.

Las pérdidas en las bobinas con núcleos de hierro aumentan con el cuadrado de la frecuencia, de modo que puede diseñarse la inductancia L con una especie de autocompensación de ganancia, pero la uniformidad de amplificación para toda la gama audible es prácticamente inalcanzable.

Acoplamiento a transformador

En el párrafo anterior se vió el inconveniente que ocasionaba la presencia del capacitor de acoplamiento entre la placa de la primer válvula y la grilla de la segunda, puesto que en él se originaba una caída de tensión audiofrecuente, variable con la frecuencia. Para evitar el uso de ese capacitor hay que independizar la placa y la grilla de las válvulas citadas en lo que respecta a las tensiones continuas, pero mantener el acoplamiento entre ellas para las tensiones alternadas. La figura 169 muestra la solución más sencilla, consistente en la utilización de un transformador con núcleo de hierro, conectado entre ambas válvulas.

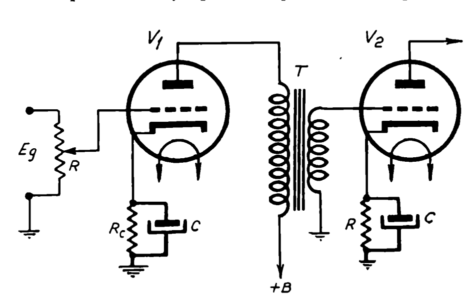


FIG. 169.—Acoplamiento entre etapas a transformador.

El devanado primario deja pasar la corriente continua de placa de la primer válvula, ofreciendo al paso de la misma una escasa resistencia, con lo que se ve la primera ventaja respecto del acoplamiento a resistencia-capacidad. El devanado secundario oficia de carga de grilla, quedando independizado en absoluto de la tensión continua de la placa de la primer válvula, no siendo necesario, por lo tanto, el capacitor de acoplamiento.

Esta es la segunda ventaja. Toda la tensión impresa al devanado primario, que es prácticamente la tensión entre sus bornes, se aprovecha para la producción de un campo magnético variable, que inducirá una f.e.m. en el secundario de igual forma de variación y que se podrá aplicar totalmente entre grilla y cátodo de la segunda válvula, salvo la pequeña caída en el capacitor de cátodo.

Hasta ahora sólo hemos visto las ventajas que presenta el acoplamiento a transformador con respecto a los otros sistemas, pero hay que considerar condiciones ideales para que tales ventajas puedan ser aprovechadas. En

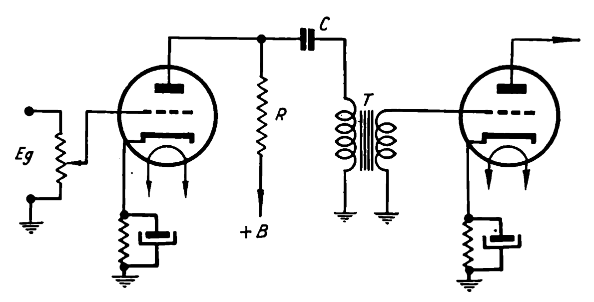


Fig. 170. — Acoplamiento a transformador en montaje Clow.

primer lugar, el núcleo del transformador debe tener sección suficiente para que no se produzca la saturación magnética, puesto que ello afectaría al rendimiento para las señales fuertes, produciéndose distorsión de amplitud. En segundo lugar, el transformador es muy sensible a la captación de campos magnéticos alternados, como los que rodean al transformador de alimentación, al inductor de filtro, etc., que se traducen en zumbidos permanentes en el amplificador. Puede reducirse la inducción de las corrientes de zumbido, disponiendo los núcleos del transformador inductor e inducido perpendicularmente entre sí o colocando al segundo una pantalla magnética; más efectivo resulta alejar lo más posible el transformador de acoplamiento de la fuente de alimentación.

Otro inconveniente serio del acoplamiento a transformador es que el paso de la corriente continua de alimentación de placa polariza el núcleo, inutilizando con el tiempo al transformador, o por lo menos, ocasionando ruidos y otros inconvenientes en el funcionamiento normal del amplificador. Se puede evitar esto usando el montaje Clow que puede verse en la figura 170, que consiste en separar la corriente de alimentación de placa de modo que no pase por el primario del transformador, sino por una resistencia de valor elevado como para que no afecte mucho a la impedancia de carga anódica. El capacitor C se encarga de que la corriente

continua pase por R y la corriente alternada, en su mayor parte, por el primario de T. En lo demás este acoplamiento no se diferencia del anterior. Se hace notar que el capacitor produce una caída de tensión de audio, pero como se puede utilizar uno de gran capacidad (1 μF o mayor) no es grave el inconveniente.

Valores característicos

Para el caso de acoplamiento a resistor y capacitor los valores de las resistencias de cátodo R_c, de placa R_a, y de carga de la grilla siguiente R_g, así como los de los capacitores de cátodo C_c y de acoplamiento C, están todos relacionados entre sí, pudiendo ser calculados o adoptados. Según la expresión que da la ganancia o amplificación efectiva de la válvula, parece conveniente tomar para la resistencia de carga un valor varias veces mayor que el de la resistencia interna. La fábrica de válvulas suministra tablas con todos los valores anteriormente citados para cada tensión de trabajo y para cada tipo de válvula.

Así por ejemplo, para la válvula R.C.A. tipo 6C5, que es un triodo amplificador de tensión con coeficiente de amplificación igual a 20 y re-

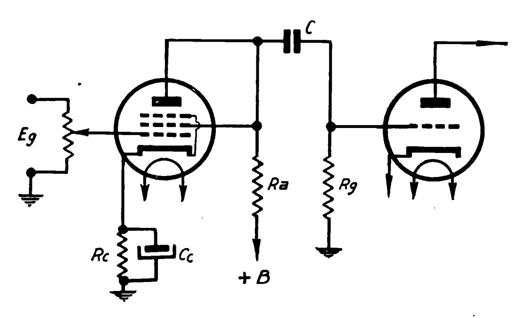


FIG. 171. — Esquema y letras correspondientes a la tabla Nº IV.

sistencia interna igual a 10.000 Ohm, vemos en el manual R.C.A. una tabla como la IV, que corresponde a una tensión anódica de aproximadamente 180 Volt. Como tal tensión es la que se mide entre la placa y el cátodo, que será la de la fuente de alimentación a la que se descontará la caída en la resistencia R_a de la figura 171 y en la resistencia de cátodo, esta tabla corresponde a los casos de fuentes de placa de 250 Volt aproximadamente, puesto que la fábrica asigna a la tabla validez aun con tensiones que difieran en 50 % de la indicada. En la tabla, R_a y R_g están dados en Megohm, R_c en Ohm, C y C_c en microfarad; E_o es la tensión medida entre los bornes de la carga de grilla R_g, y A es la ganancia efectiva de

tensión de toda etapa. Todos los valores corresponden a los elementos de la figura 171.

De acuerdo con los valores necesarios para el capacitor de cátodo, que son los mínimos a emplear, salta a la vista la necesidad de usar electrolíticos para ese lugar, lo que justifica el símbolo aparecido hasta ahora en todos los esquemas. En la práctica se usan para C_c valores mayores que los que da el cuadro.

TABLA IV

Tensión anódica: 180 V.

R_a	*0,05*			*0,1*			*0,05*		
R_g	0,05	0,1	0,25	0,1	0,25	0,5	0,25	0,5	1,0
R_c	2200	2700	3100	3900	5300	6200	9500	12300	14700
C_c	2,2	2,1	1,85	1,7	1,25	1,2	0,74	0,55	0,47
C	0,055	0,03	0,015	0,035	0,015	0,008	0,015	0,008	0,004
E_o	34	45	54	41	54	55	44	52	59
A	10	11	11	12	12	13	13	13	13

De acuerdo con la tabla IV, se ve que la ganancia efectiva es menor que el coeficiente de amplificación de la válvula y resulta de la aplicación de la expresión dada, en la que intervienen la resistencia y la carga de placa.

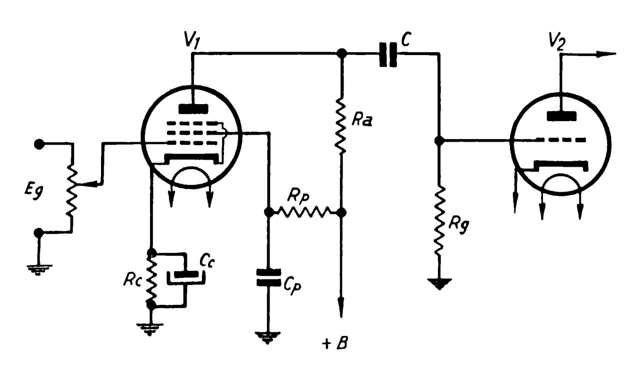


FIG. 172. — Conexión de un pentodo amplificador de tensión. Las letras corresponden a la tabla Nº V.

Conexión de pentodos

Los pentodos pueden utilizarse en montaje amplificador de tensión, tal como se ve en la figura 172. La diferencia substancial con el esquema correspondiente a los triodos, es la grilla pantalla. La supresora lleva conexión a cátodo, dentro de la ampolla o en el zócalo, según el tipo de válvula; en el segundo caso hay que hacer la conexión.

De acuerdo a lo visto en el capítulo IV, la polarización de pantalla puede hacerse mediante una resistencia en serie con la misma, que en la figura hemos indicado con R_p. Para derivar la corriente alternada, se coloca el capacitor C_p, cuyo cálculo se vió en su oportunidad. Los demás valores del esquema son los mismos que para el de la figura 171, correspondiente a un triodo.

TABLA V

Tensión anódica: 180 V.

R_a	*0,01*			*0,25*			*0,5*		
R_g	0,1	0,25	0,5	0,25	0,5	1,0	0,5	1,0	2,0
R_p	0,44	0,5	0,5	1,1	1,18	1,4	2,45	2,9	2,7
R_c	1000	750	800	1200	1600	2000	2600	3100	3500
C_p	0,05	0,05	0,05	0,04	0,04	0,04	0,03	0,025	0,02
C_c	6,5	6,7	6,7	5,2	4,3	3,8	3,2	2,5	2,8
C	0,02	0,01	0,006	0,008	0,005	0,0035	0,005	0,0025	0,0015
E_o	42	52	59	41	60	60	45	56	60
A	51	69	83	93	118	140	135	165	165

Aparte del esquema dado en la figura 172, los pentodos pueden acoplarse a inductancia-capacidad, a transformador, etc., pero para el segundo tipo se prefiere el uso de triodos, por su baja resistencia interna en comparación con los pentodos. Los valores de las resistencias de placa R_a, de pantalla R_p y de grilla de la válvula siguiente dadas en Ohm, el de la resistencia de cátodo dado en Ohm y los de los capacitores de pantalla C_p, de cátodo C_c y acoplamiento C, dados en microfarad, se dan en tablas suministradas por la fábrica de válvulas. Para la válvula tipo 6J7, R. C. A., que tiene un coeficiente de amplificación de 1500 y una resistencia interna de 1,5 Megohm, la tabla es la V. La tensión E_o es la medible entre los bornes de la resistencia de grilla R_g y la ganancia de tensión efectiva de la etapa es A.

Comparando las tablas IV y V entre sí, se ve que el pentodo lleva, en general, mayores valores de resistencias que el triodo, mayores valores del capacitor de cátodo, que con mayor razón debe ser electrolítico, y menores valores del capacitor de acoplamiento. Además, la ganancia de tensión relativa es mucho menor que con el triodo, si se tiene en cuenta la enorme diferencia que hay entre los coeficientes de amplificación de ambas válvulas. Esta razón, unida a la curvatura de la característica, que es mucho menor en el triodo, hacen preferir los triodos como amplificadores de tensión, salvo que la ganancia necesaria sea muy grande y ello obligaría a utilizar muchas etapas.

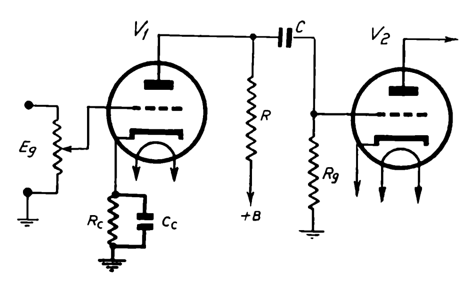


FIG. 173. — Conexión en triodo de un pentodo amplificador de tensión.

Los pentodos pueden conectarse como triodos uniendo la pantalla con la placa, tal como puede verse en la figura 173. En tal caso, sus características pasan a ser similares a las de un triodo y los valores característicos de los resistores y capacitores se dan en tablas para cada tipo de válvula, confundiéndose a menudo la tabla con la de un triodo. Por ejemplo, la válvula R. C. A. tipo 6J7, en conexión triodo tiene sus valores característicos dados en la tabla IV, que corresponde al triodo 6C5, sirviendo el mismo cuadro para las válvulas tipos 57 y 6C6, ambos pentodos, pero en conexión triodo.

Número de etapas necesarias

Casi siempre se conoce la tensión de señal disponible, cualquiera que sea la fuente de donde proviene (fonocaptor, micrófono, sintonizador, etcétera.) Se conoce, además, la tensión de salida necesaria para excitar al amplificador de potencia, cuyo funcionamiento se verá en seguida. El problema, entonces, es determinar el número de etapas y el tipo de cada una para obtener una ganancia de tensión total de todo el amplificador de tensión, dada por el cociente entre los dos valores citados.

Es razonable reducir el número de etapas al mínimo, para evitar la introducción de deformaciones apreciables que ocasiona cada válvula, pero tampoco debe extremarse la medida porque para ello se debería aumentar mucho la ganancia de cada etapa, haciéndola trabajar en condiciones desfavorables en lo que a distorsión se refiere.

Para dispositivos generadores de señales que suministran tensiones del orden de un Volt o mayor, casi siempre pueden utilizarse una o dos etapas triodos, obteniéndose suficiente ganancia para excitar a cualquier amplificador de potencia. Para micrófonos, en cambio, suele ser necesaria la utilización de una o más etapas pentodos, pues de lo contrario se aumentará excesivamente el número de etapas con triodos.

Los niveles de salida de los micrófonos están generalmente dados en decibel, en lugar de dar la tensión útil, por lo que será necesario reducirlo a fin de efectuar los cálculos para determinar la ganancia del amplificador de tensión. Puede para ello utilizarse las tablas de reducción, o la equivalencia dada por la relación:

$$dB = 10 \log \frac{W_1}{W_2}$$

tomándose convencionalmente como nivel cero, una potencia de 0,006 Watt, y tomando para la otra potencia el cociente entre el cuadrado de la tensión y la impedancia entre cuyos bornes se mide la misma.

Para los cálculos también pueden tomarse las tensiones en lugar de las potencias, y la expresión es:

$$dB = 20 \log \frac{E_1}{E_2}$$

Ejemplo: Supongamos que queremos saber cuántas etapas y qué válvulas deben usarse para acoplar un micrófono a cristal cuya salida es de —60 dB sobre una carga de 500.000 Ohm, a un amplificador cuya tensión de entrada es 15 Volt.

En primer lugar, sabemos que W_2 es el nivel cero, o sea 0,006 Watt. Determinemos ahora la potencia que entrega el micrófono, para lo cual escribimos:

$$-60 = 10 \log \frac{W_1}{0{,}006}$$

de donde se deduce de inmediato:

$$-6 = \log W_1 - \log 0{,}006$$

y como el $\log 0{,}006 = -3{,}7782$, podemos escribir:

$$\log W_1 = -6 + (-3{,}7782) = -9{,}7782$$

de donde, con ayuda de la tabla sacamos el valor de W_1:

$$W_1 = 6 \times 10^{-9}$$

Ahora apliquemos las leyes de la Electrotecnia a un resistor de 0,5

Megohm en el que se desarrolla una potencia conocida. La tensión en ese resistor será:

$$E_1 = \sqrt{W_1 \ R} = \sqrt{6 \times 10^{-9} \times 0{,}5 \times 10^6}$$

$$E_1 = 0{,}17 \ V$$

Y como la tensión necesaria para el amplificador es 15 V necesitamos una ganancia efectiva de:

$$A = \frac{15}{0{,}17} = 90 \text{ veces}$$

Lo que nos dice que necesitamos dos triodos, cada uno de los cuales deberá tener una ganancia real de 10 aproximadamente.

Si en lugar de calcular con las potencias actuamos con las tensiones, tendremos: La tensión sobre el resistor de 500.000 Ohm que corresponde a un nivel cero de 0,006 W es:

$$E_2 = \sqrt{0{,}006 \times 500000} = 55 \ V$$

y ahora escribimos la relación de ganancia:

$$-60 = 20 \log \frac{E_1}{55}$$

de donde se deduce de inmediato:

$$-3 = \log E_1 - \log 55$$

y ahora sigue un procedimiento matemático simple:

$$\log E_1 = -1{,}2696$$

$$E_1 = 0{,}17 \ V$$

y el resto del cálculo es el mismo que antes.

AMPLIFICADORES DE POTENCIA EN AUDIOFRECUENCIA

Para obtener un efecto útil audible en un altoparlante o teléfono, o modular un transmisor, en la forma como se verá en el capítulo correspondiente, es necesario disponer de una cierta potencia de audiofrecuencia, no sirviendo para el caso las variaciones de tensión producidas en el circuito de placa de un amplificador de tensión. En el circuito anódico de una etapa amplificadora se originan además de las variaciones de tensión citadas, que se encuentran presentes entre los bornes de la resistencia de

carga, variaciones de la corriente de placa, que son en realidad las que originan a las anteriores. El producto de la tensión por la corriente de placa da una potencia, que resulta de carácter variable, siguiendo la forma senoidal con frecuencia igual a la tensión aplicada a la grilla. Si se aplica esta potencia al primario de un transformador, tal como se puede ver en la figura 174, se inducirá en el secundario una f.e.m. de carácter alternado, y conectando una resistencia de carga R, ella absorberá cierta potencia que, como es transferida desde el primario, alcanzará como máximo el monto de la potencia útil en el primario (salvo las pérdidas en el transformador).

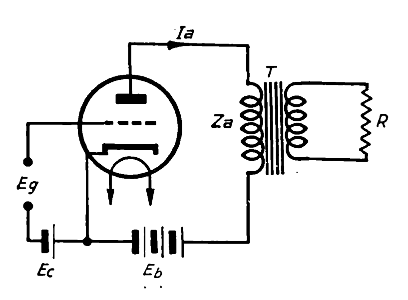


Fig. 174. — Amplificador de potencia para audiofrecuencia.

En la figura 174 aparecen, además de la válvula y el transformador T, las fuentes de placa y de grilla. A este último electrodo se le aplica una señal de amplitud E_g. Es común designar a las tensiones por su valor de cresta, o amplitud.

Para estudiar el proceso, utilizaremos las características de placa de la válvula representadas en la figura 175. La fuente de placa suministra una tensión E_0 dada por el segmento OJ, y con una polarización de grilla de —4V, la corriente continua de placa tomará el valor I_0, representado por el segmento OH. El punto de trabajo es el D. La impedancia de carga de placa, reflejada sobre el primario del transformador (sobre esto se volverá más adelante) es Z_a, y como una impedancia está dada por el cociente entre una tensión y una intensidad, se podrá trazar una recta en el gráfico, que pasando por D, tenga inclinación correspondiente a esta impedancia. El cociente entre los segmentos OA y OB debe ser, pues, igual a la impedancia de carga, y la recta AB debe pasar por el punto D.

Tenemos entonces que la recta AB forma con el eje vertical un ángulo dado por su tangente trigonométrica:

$$\text{tg } \alpha = \frac{AO}{OB} = Z_a$$

ángulo que no debe confundirse con el otro formado por las características anódicas con la vertical, que está dado por su tangente:

$$\text{tg } \beta = R_a = \frac{\Delta E_a}{\Delta I_a}$$

la que vale igual a la resistencia de placa de la válvula, pues para cada punto se cumple la relación anterior.

Si se supone aplicada a la grilla una señal de audiofrecuencia de amplitud E_g, se producirán en placa variaciones sinusoidales de corriente, comprendidas entre las rectas KF y LC, de modo que puede suponerse superpuesta a la corriente continua I_0 una corriente alternada de amplitud

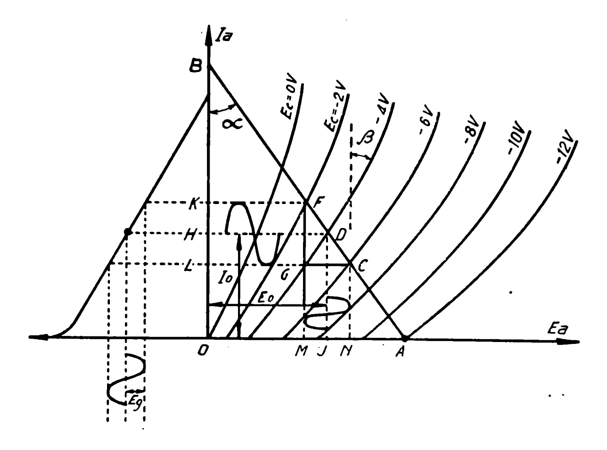


FIG. 175. — Mecanismo de la amplificación de potencia.

HK o HL. Siguiendo el razonamiento, se ve que estas variaciones de corriente anódica producirán en la impedancia de carga Z_a caídas de potencial variable, de igual forma de variación, con amplitud comprendida entre las rectas CN y FM, o lo que es lo mismo, se puede suponer superpuesta a la tensión continua de placa E_0, una alternada de amplitud JN o JM.

La potencia obtenida en la impedancia de carga, transferible al secundario, y a la carga del mismo R, estará dada por el semiproducto de ambas amplitudes, de acuerdo con las leyes elementales de corriente alternada:

$$W = \frac{\frac{1}{2}\,KL \times \frac{1}{2}\,MN}{2}$$

donde hemos puesto a las amplitudes respectivas ½ KL y ½ MN, porque no siempre el punto H está en el centro del segmento KL ni el J en el medio de MN, debido a las curvaturas de las características (en realidad, nunca están en los respectivos centros). Observando el triángulo FGC, se ve que la fórmula que da la potencia es precisamente la cuarta parte de

su área, puesto que él es rectángulo, estando dada la superficie por el semiproducto de los catetos.

Ya tenemos elementos de juicio para diseñar el amplificador de potencia. Reemplazando ½ KL por la amplitud de la corriente alternada de placa, se tiene:

$$\tfrac{1}{2} KL = I_a$$

y ½ MN por su equivalente, que es el producto de la amplitud de la corriente alternada anódica y la impedancia de la carga, obtenemos:

$$\tfrac{1}{2} MN = I_a Z_a$$

resulta la expresión de la potencia:

$$W = \frac{I_a^2 Z_a}{2}$$

que a su vez puede ser reemplazada por otra en que intervengan cantidades más cómodas, como la amplitud de la señal aplicada a la grilla, la resistencia interna de la válvula y la impedancia de carga:

$$W = \frac{\mu^2 E_g^2 Z_a}{2 (R_a + Z_a)^2}$$

Esta expresión permite ser analizada para determinar en qué forma puede obtenerse máxima potencia. Por de pronto, el coeficiente de amplificación y la amplitud de la señal aplicada a la grilla deben ser de valor elevado. La resistencia interna y la impedancia de carga deben tener cierta relación entre sí, que es fácil demostrar, y lo hemos hecho, que debe ser la unidad para obtener máxima potencia. Pero en la práctica no se llega a tales condiciones de trabajo porque la distorsión es muy grande, adoptándose valores de la impedancia de carga aproximadamente dobles que la resistencia interna de la válvula. Con esto, la potencia resulta:

$$W = \frac{\mu^2 E_g^2}{9 R_a}$$

La distorsión de amplitud es debida a la desigualdad entre los segmentos HK y HL, y JM y JN respectivamente, es decir que puede ser calculada en relación con los mismos. Así, la distorsión por segunda armónica, dada en por ciento, vale:

$$D = \frac{\tfrac{1}{2} (OK + OL) - OH}{OK - OL} 100$$

que se hace nula para el caso hipotético de que sean iguales los segmentos HK y HL.

De todo lo que antecede resulta que, para diseñar correctamente un amplificador de potencia en audiofrecuencia, se deben contemplar una serie de factores. Por de pronto, se elegirá la impedancia de carga de manera que el triángulo FGC tenga máxima área, pero que D quede en el centro de su hipotenusa (los puntos F y C están sobre curvas a las que corresponden tensiones de grilla que equidistan eléctricamente de la que pasa por D). Además conviene que el triángulo quede cerca de ambos ejes, para reducir la potencia consumida de la fuente de alimentación, dada por el producto:

$$E_o\, I_o$$

La amplitud de la señal aplicada a la grilla, para obtener de la válvula la potencia W, debe tener un valor, deducido de la fórmula de potencia:

$$E_g = \frac{R_a + Z_a}{\mu} \sqrt{\frac{2\,W}{Z_a}}$$

Todo lo visto hasta aquí, se puede hacer para cualquier válvula de la que se conozcan las características, pero las fábricas de válvulas han facilitado enormemente la tarea del proyectista, suministrando datos completos sobre tensiones de grilla, impedancia de carga, potencia de salida, distorsión, etc., para cada tipo de válvula, y para distintas tensiones de la fuente de alimentación. Así, por ejemplo, para el triodo amplificador de potencia tipo 2A3, se tiene:

Tensión de placa	250 V
Corriente de placa	60 mA
Coeficiente de amplificación	4,2
Impedancia de carga	2500 Ω
Tensión de polarización de grilla	—45 V
Potencia de salida	3,5 W
Resistencia interna	800 Ω

Resultando, de lo que antecede, que la impedancia de carga para mínima deformación armónica, es algo más de tres veces la resistencia interna. Para obtener los 3,5 Watt de salida es necesario, de acuerdo con la fórmula vista más arriba, aplicar a la grilla una señal de amplitud de 42 Volt, que resulta menor que la polarización de reposo, es decir, es correcta.

Transformador de salida

La figura 176 muestra el esquema común de conexiones de una etapa amplificadora de potencia aplicada a un altoparlante, tal como se realiza en la práctica, para los triodos. La señal debe considerarse como la ampli-

tud de la tensión aplicada entre la grilla y el cátodo. El resistor y el capacitor de cátodo se calculan en la forma que se vió en el capítulo de alimentación de válvulas, párrafo de polarización de grilla. El transformador T debe transferir la impedancia de la bobina móvil del altoparlante de manera que refleje sobre el primario una impedancia igual a la carga óptima de placa. Para esto, la relación de transformación de T, o sea el cociente entre sus números de espiras primario y secundario, debe ser:

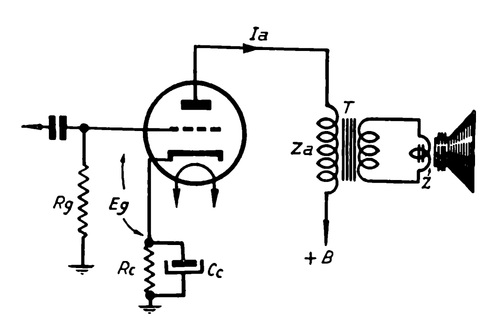


FIG 176. — Aplicación del parlante a la etapa amplificadora de potencia.

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z_a}{Z}}$$

de acuerdo con la teoría de los transformadores. Se encuentran en el comercio transformadores designados por la impedancia a conectar al secundario y la reflejada sobre el primario, de manera que se especificará respecto del mismo la impedancia de la bobina móvil Z, y de placa Z_a.

Si se deben calcular las dimensiones del núcleo y los respectivos números de espiras de los dos o más bobinados, hay que recurrir a la teoría de los transformadores, un poco extensa para ser incluída completa en esta obra. * No obstante, damos las fórmulas básicas para determinar las cantidades fundamentales. Así, si la potencia aparente del transformador en uno de sus bobinados, obtenida por el producto de la tensión y la corriente, es W y la frecuencia mínima a reproducir por el amplificador es f_m, la primera cantidad en Watt y la segunda en c/s, la sección transversal del núcleo S (cm^2) se puede calcular con buena aproximación con la expresión:

$$S = 15 \sqrt{\frac{W}{f_m}}$$

y el número de espiras del primario sale de esta otra expresión:

$$N_1 = \frac{0{,}315\ E_c\ 10^8}{B_m\ f_m\ S}$$

donde E_c es la tensión continua de placa, B_m la inducción máxima permi-

* Ver la obra TRANSFORMADORES del mismo autor (N. del E.).

tida, que cuando hay superposición de continua y alterna, la primera no compensada, se adopta 4.000 líneas por cm². Conocido N_1 sale N_2 de una expresión dada más arriba.

Ejemplo. Supongamos una etapa de salida con válvula 6L6 que trabaja con 250 V a 70 mA en placa, y debe alimentar un parlante de 8 Ohm mediante un transformador que debe presentarle 2.500 Ohm sobre placa. f_m vale 40 c/s.

La sección del núcleo vale:

$$S = 15 \sqrt{\frac{250 \times 0{,}07}{40}} = 10 \text{ cm}^2$$

El número de espiras del primario es:

$$N_1 = \frac{0{,}315 \times 250 \times 10^8}{4000 \times 40 \times 10} = 4900$$

El secundario tendrá una cantidad de espiras de:

$$N_2 = 4900 \sqrt{\frac{8}{2500}} = 270$$

El resto del transformador se dimensiona con facilidad. Los alambres se calculan sobre la base de una densidad de corriente de 2 A/mm² y las dimensiones de la ventana deben dar cabida a los dos bobinados y a la aislación. Puede procederse por tanteos hasta dimensionar la ventana del núcleo.

Conexión de pentodos

La figura 177 muestra un pentodo conectado como amplificador de potencia en audiofrecuencia. La única diferencia con el esquema correspondiente a los triodos es la pantalla, ya que la supresora está generalmente conectada en el interior de la ampolla, y en los de haces electrónicos concentrados, lo mismo.

En el capítulo IV se habló de la conveniencia de conectar en serie con la alimentación de pantalla una resistencia R, aun en el caso de que la tensión de ese electrodo coincida con la de placa, porque en el primario del transformador T se produce una caída de tensión continua, igual al producto de la corriente continua de placa por la resistencia óhmica del devanado primario del transformador. El objeto de R es provocar una caída de tensión con la corriente de pantalla, de valor igual a la anterior, a fin de que la tensión anódica de alimentación no supere a la de pantalla. El capacitor C, deriva a masa la corriente alternada.

En los pentodos, es dable observar que la impedancia de carga es mucho menor que la resistencia interna, para obtener mínima distorsión.

Así, por ejemplo, para la válvula R.C.A. tipo 6F6, que tiene una resistencia interna de 80.000 Ohm, la fábrica recomienda una impedancia de carga óptima de 7.000 Ohm. Esta circunstancia revela que en estas válvulas la condición de máxima potencia está muy lejos de cumplirse, debido a la gran curvatura que presentan sus características.

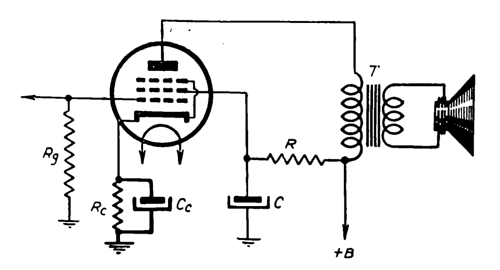


FIG. 177. — Etapa amplificadora de potencia con válvula pentodo.

Pese a la restricción impuesta en el funcionamiento, los pentodos tienen mayor porciento de distorsión que los triodos, en cualquier condición de trabajo en que se los considere y mayor dependencia de la exactitud de los valores recomendados para su funcionamiento óptimo. Puede citarse, a su favor, la mayor sensibilidad de potencia, que es la cifra de Watt obtenidos por cada Volt impreso a su grilla.

Rendimiento

Por definición el rendimiento está dado por el cociente entre la potencia útil y la potencia absorbida. Veamos en el caso de una válvula amplificadora clase A cómo se determina la cifra que corresponde, deducida de la figura 178. Las tensiones alternas en el circuito anódico pueden tener amplitudes E_a cuyo valor máximo es igual a E_0 tensión continua anódica. Lo mismo, el máximo valor de cresta de la intensidad alterna de placa es igual a la corriente continua anódica. En consecuencia, y como la potencia en alterna está dada por el producto de los valores de cresta dividido por 2, se tiene que el rendimiento máximo posible es:

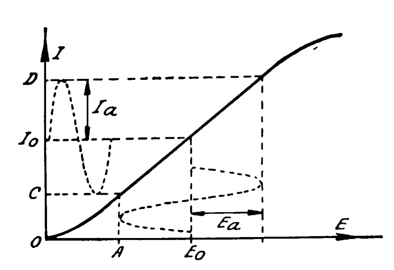


FIG. 178. — Zona de trabajo dentro de las características de placa.

$$\eta = \frac{E_a I_a}{2 E_0 I_0} = 0{,}5 = 50\ \% \ .$$

En la práctica no puede alcanzarse esta cifra, pues en la figura 178 vemos que se trabajaría tocando las partes curvas de las características de placa de la válvula. Deben en consecuencia reducirse las pretensiones y se toman cifras del orden del 25 % al 30 % como rendimiento máximo para amplificación clase A.

AMPLIFICADORES SIMETRICOS DE AUDIOFRECUENCIA

Hemos visto los amplificadores de potencia de una válvula, en cuyo circuito de placa se insertaba un transformador que transfería la energía de audio al secundario, y éste a la bobina móvil del altoparlante. La potencia obtenida dependía en grado sumo de la amplitud de la señal que se aplicaba a la grilla, y la forma de onda de salida respondía más o menos exactamente a la de entrada, salvo la deformación introducida por la válvula misma. La distorsión era debida a la curvatura de las características, por lo que era mayor en el pentodo que en el triodo, y no podía pretenderse que la válvula disminuyera el porciento de deformación presente, sino que, por el contrario, contribuía a aumentarlo.

Si al diseñar un amplificador de potencia fuera necesario una cifra de potencia más elevada que la que suministran las válvulas comunes construídas para recepción, se puede recurrir al expediente de conectar dos iguales en paralelo, uniendo entre sí directamente todos sus electrodos. La potencia obtenible es el doble que la suministrada por una sola válvula, siempre que se tenga en cuenta que al duplicarse la intensidad se deben reducir a la mitad los valores de las resistencias de caída de tensión, los de la impedancia de carga, etc. La fuente de alimentación debe mantener la tensión de régimen, aunque su consumo sea doble, o de lo contrario cambiarla o reformarla a tal efecto. La resistencia interna del par de válvulas será la mitad que la de una sola, de manera que la proporción entre ella y la impedancia de carga prevalece. En lo que no se ha ganado nada, es en lo que respecta a la deformación armónica, que tendrá la misma proporción que antes.

Si se conectan dos válvulas amplificadoras iguales, en la forma como se ve en la figura 179, disposición conocida con el nombre de *push-pull* o simétrica, el proceso que se cumple es el siguiente:

Al primario del transformador T_1 se aplica una señal de audiofrecuencia e, que inducirá una f.e.m. en el secundario, de igual frecuencia, y conservando la forma de onda (siempre que el transformador sea de buena calidad y no intervenga la reacción magnética del núcleo). Como en un instante dado, la tensión tendrá su borne positivo en la parte superior y el negativo en la inferior, las grillas de ambas válvulas tienen en cada instante tensiones de signos contrarios. Esto significa, hablando de corriente

alternada, que las dos tensiones E_g aplicadas a las grillas están en oposición de fase, o sea defasadas de 180° entre sí. Las corrientes de placa, lógicamente, guardarán el mismo defasaje y lo mismo sucederá con las caídas de tensión en el primario del transformador T_2 que oficia de impedancia de carga. Las dos corrientes de placa, de ambas válvulas, circulan pues por las dos mitades del primario del transformador en sentidos contrarios, pero, como están defasadas en 180°, se suman, y todo pasa como si entre T_1 y T_2 hubiera intercalado un amplificador simple, pero de mayor potencia que la de una sola válvula.

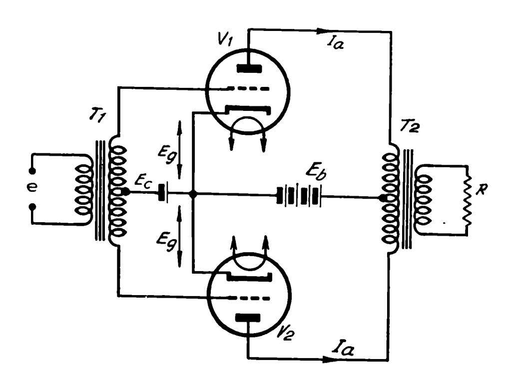


Fig. 179. — Principio de funcionamiento del amplificador simétrico de audiofrecuencia.

Pero es importante destacar que las corrientes continuas anódicas de ambas válvulas circulan en sentidos contrarios, luego sus flujos magnéticos en el núcleo del transformador se cancelan, no produciendo la saturación del mismo.

Para visualizar el proceso, veamos la figura 180 que da un par de ejes para cada válvula, incluyendo el eje auxiliar del tiempo, tal como se vió en el comienzo del capítulo. El gráfico superior corresponde a la válvula superior V_1 de la figura 179 y el inferior a la V_2.

Puesto que las tensiones aplicadas a cada grilla están en oposición de fase, se han representado aplicadas a cada grilla dos sinusoides opuestas, y hemos supuesto una fuerte componente de segunda armónica, es decir, de frecuencia doble que la señal fundamental aplicada. (En la figura, son las sinusoides de longitud de onda igual a la mitad de la fundamental). Obsérvese que estando las señales fundamentales en oposición de fase, las segundas armónicas no lo están, puesto que al desplazar una onda fundamental respecto de la otra, en medio período, las ondas de frecuencia doble resultan desplazadas de un período completo, coincidiendo las fases de ambas. Las corrientes de placa resultarán con variaciones de amplitud, y tal como se vió al comienzo del capítulo, podemos suponer superpuestas la corriente continua de alimentación y una corriente alternada, que es la señal con sus correspondientes armónicas. Se ve en la figura que las corrientes de placa de ambas válvulas están en oposición de fase, en lo que respecta a la señal fundamental pero en fase para la segunda armónica.

Al circular estas complejas corrientes de placa por el primario del transformador, puesto que los circuitos anódicos de las dos válvulas se cierran por el punto medio del primario, recorrerán las dos mitades del mismo en sentidos contrarios, resultando en cada instante que las dos señales de frecuencia fundamental se suman, y las de segunda armónica se restan. El balance de esto es el siguiente: la diferencia de potencial de audio de frecuencia fundamental, entre los extremos del primario del transformador, es la suma de la que hay en cada rama, y si las amplitudes correspondientes a cada válvula son iguales, la tensión total de audio en dicho primario resulta doble que para una sola válvula. La segunda armónica se anula totalmente, si tiene en cada rama igual amplitud, cosa fácil de conseguir empleando válvulas iguales y transformadores perfectamente simétricos.

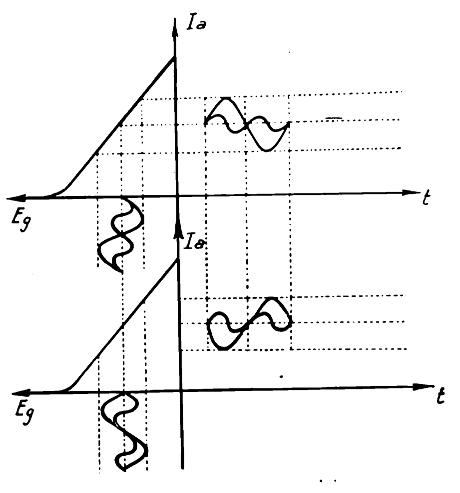


FIG. 180. — Gráfico demostrativo de la amplificación simétrica.

La ventaja del montaje simétrico es pues evidente. Se obtiene, según veremos, el cuádruple de potencia, mientras que en la conexión en paralelo sólo el doble, pero la eliminación de la segunda armónica, que es siempre la importante en magnitud, no es posible con válvulas simples o en paralelo. Además, con las válvulas en paralelo no se cancelan los flujos de continua en el núcleo del transformador, y la saturación del mismo produce distorsión.

Pasemos ahora al circuito práctico que puede verse en la figura 181. La tensión de audio que hemos designado e en la figura 179, es la de salida de la válvula excitadora, que es simplemente una amplificadora de tensión. El transformador T_1 debe reflejar sobre el primario la impedancia de carga correcta para esa válvula. Veremos más adelante la relación de transformación necesaria para este transformador. La polarización de grilla se puede dar mediante resistor y capacitor de cátodo, si las válvulas amplificadoras de potencia son de calentamiento indirecto. El capacitor C ayuda a la eliminación de las armónicas pares, puesto que si bien las mismas se anulan en el primario del transformador de salida, no hay que olvidar que están presentes en el circuito de cátodo, puesto que por el

Fig. 181. — Circuito real del amplificador simétrico de audiofrecuencia para válvulas de calentamiento indirecto.

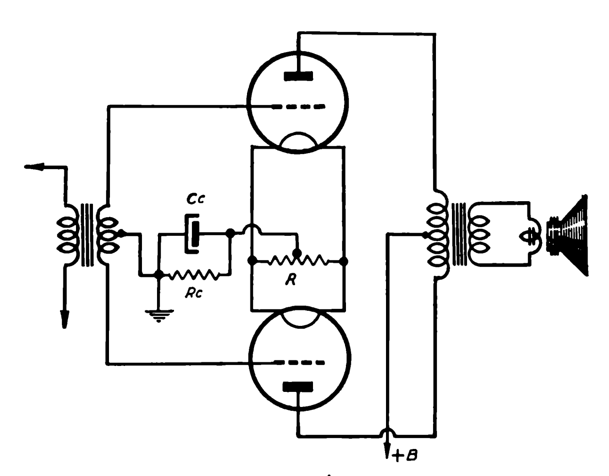


Fig. 182. — Circuito del amplificador simétrico de audiofrecuencia para válvulas de calentamiento directo.

conjunto de polarización pasan las dos corrientes de placa y en el circuito exterior las armónicas pares tienen sentidos coincidentes.

Para válvulas con calentamiento directo, la polarización con resistor en cátodo debe hacerse en el circuito de filamento, en la forma que puede verse en la figura 182. La resistencia R tiene una derivación central a la que se conecta la resistencia de polarización. Si el devanado del transformador de alimentación, destinado a las válvulas del amplificador simétrico, tiene derivación central, puede omitirse el resistor R, conectando el resistor y el capacitor de cátodo a dicho punto medio por un extremo y a masa por el otro. Resulta conveniente la solución de la figura 182, porque el punto medio del resistor R puede ser ajustado con toda exactitud, mientras que la derivación en el devanado del transformador no siempre está hecha con exactitud, y esta circunstancia acarrea diferencias en los potenciales de grilla y con ello diferencias en las amplitudes de las corrientes de placa en ambas ramas, con la consiguiente distorsión.

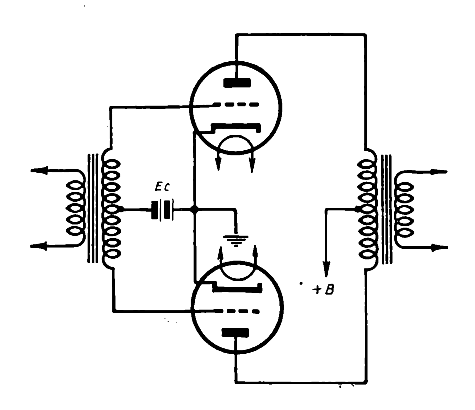


Fig. 183. — Amplificador simétrico de audiofrecuencia con polarización de grillas mediante una batería.

El valor de la resistencia con derivación R suele ser de 20 Ohm en total, no siendo crítico, puesto que la única misión que tiene es proveer al sistema de polarización de un punto de potencial nulo con respecto a los extremos del filamento, para que las dos grillas tengan respecto de ese punto la misma diferencia de tensión.

El transformador de salida tiene conectado su secundario a la bobina móvil del altoparlante, que tendrá una cierta impedancia Z. La relación de transformación del mismo debe ser tal que refleje sobre el primario la impedancia Z, de manera que todo el primario, de placa a placa, presente la impedancia de carga especificada para las válvulas, según datos de fábrica, o cálculos efectuados.

La polarización de grillas puede también ser efectuada mediante fuentes auxiliares, como ser baterías, rectificadores, etc. La figura 183 muestra el esquema de conexiones correspondiente a polarización mediante baterías. La ventaja obtenida en esta forma es la de asegurar la constancia

del potencial básico de grilla, en los casos en que la corriente de placa de las válvulas no es constante, pues entonces la caída de potencial en la resistencia de cátodo sería variable.

Utilización de pentodos

La conexión simétrica de amplificadores de potencia también puede ser realizada con pentodos tal como se ve en la figura 184. La supresora se conecta a cátodo, o viene conectada dentro de la ampolla. Las dos pantallas se unen y se les da el potencial debido utilizando un resistor R en serie

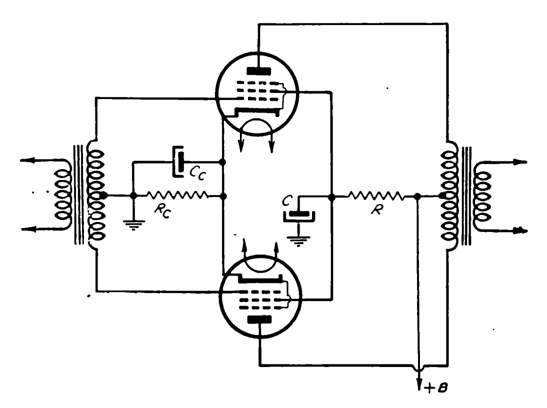


FIG. 184. — Amplificador simétrico de audiofrecuencia con válvulas pentodos.

con el consumo de las mismas y conectando el capacitor de paso de audiofrecuencia C, que se ha esquematizado como electrolítico porque generalmente debe ser de gran capacidad. Además debe soportar la tensión de pantalla entre sus armaduras.

La resistencia R se calcula en la forma habitual y debe colocarse aunque la tensión de pantalla especificada para las válvulas sea igual a la de placa, porque en el primario del transformador de salida se producen caídas de tensión, debido a que el devanado presenta resistencia óhmica y está recorrido por la corriente continua de placa. En el capítulo de alimentación de válvulas se trató ampliamente el tema, de modo que no se insistirá sobre ello.

Clases de amplificación. Clase A

Según la polarización de reposo que se dé a las grillas de las dos válvulas, éstas trabajarán en la parte recta de la característica de grilla,

en la zona en que comienza la curvatura, o en el codo mismo de su característica. Se ha convenido designar clase A de amplificación, a aquella en la que las válvulas trabajan en la parte recta, con lo que la corriente de placa fluirá durante todo el ciclo en las dos válvulas. Clase B es la que hace trabajar a las válvulas cerca o en el mismo punto de corte de la característica, con lo que la corriente de placa sólo fluirá durante medio ciclo en cada válvula. Y finalmente, clase C es la que emplea polarizaciones de grilla tales, que la recta de trabajo está más lejos que el punto de corte, fluyendo la corriente de placa en cada válvula durante períodos menores de medio ciclo. Las dos primeras se utilizan en audio o radiofrecuencia, mientras que la segunda sólo se usa en radiofrecuencia.

Además, se da un subíndice 1 a la letra correspondiente a cada clase de amplificación, cuando la amplitud de la señal aplicada a la grilla es tal que en ningún momento dicho electrodo se hace positivo, no circulando pues corriente de grilla. Un subíndice 2, indica que hay corriente de grilla durante una parte del ciclo, con lo que queda aclarado que la amplitud de la señal supera en ciertos instantes al valor de la tensión de polarización de reposo de la grilla.

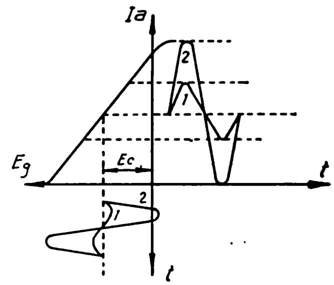


FIG. 185. — Gráfico demostrativo de la amplificación clase A.

En el esbozo sobre funcionamiento de amplificadores simétricos hecho anteriormente, nos hemos basado, en realidad, en la clase de amplificación designada como A_1 por trabajar la válvula durante todo el ciclo de la tensión de grilla, y por no tener corriente en ese electrodo. En efecto, observando el esquema de la figura 179, las dos válvulas están en disposición simétrica, de modo que sus dos tensiones aplicadas a sus grillas están defasadas de medio ciclo, o sea de 180° eléctricos. Además, la polarización básica de grilla es tal que cada válvula trabaja en el centro de la parte recta de la característica de grilla, tal como puede verse en la figura 185; ilustramos el gráfico correspondiente a una sola válvula, porque la otra tiene otro exactamente igual, pero desplazado en medio ciclo, tal como se vió. La sinusoide 1 en el lado de grilla representa la señal aplicada, y en el lado de placa, las variaciones de la corriente de placa que siguen durante todo el ciclo a la forma de onda de la tensión de grilla, salvo pequeñas diferencias que se producen si la característica de grilla no es perfectamente recta. Como se desprende de la observación de la figura, no hay corriente de grilla en ningún momento, y no habrá, por lo tanto, deformación en la corriente de placa.

La sinusoide 2 en el lado de grilla, corresponde a la clase A_2 de amplificación, que al igual que la anterior, y de acuerdo con el símbolo A de la clase, hará que la válvula trabaje durante todo el ciclo, pero de acuerdo con el subíndice 2 habrá corriente de grilla, tal como se ve en la figura. En efecto, observando la sinusoide 2, se ve que la amplitud de la misma supera al valor de la polarización de reposo en valor absoluto, con lo que uno de los semiciclos tiene un trozo del otro lado del eje, al que corresponden tensiones positivas de grilla, y por lo tanto circulará corriente por ese electrodo, tal como se vió en el cap. III.

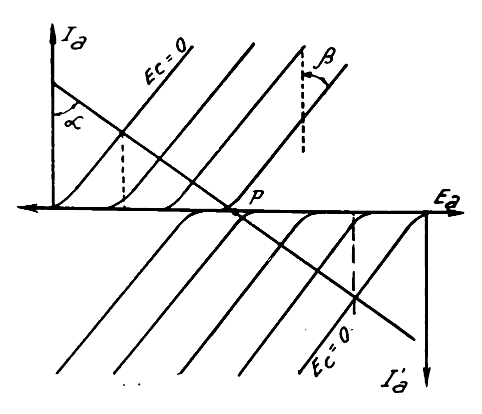


Fig. 186. — Se reúnen en un mismo gráfico las características anódicas de las dos válvulas.

La sinusoide 2 del lado de la corriente de placa, permite observar la deformación que se produce en la misma, manifestada por aplastamientos en ambos extremos, que revelan la presencia de una tercera armónica, y que por lo tanto, por ser impar, no se eliminará en el montaje simétrico. Esta clase de amplificación no es recomendable, puesto que cuando se utiliza la clase A es para lograr la máxima fidelidad de reproducción, ya que se acepta el menor rendimiento que ella proporciona y entonces no se justifica la admisión de la deformación producida. En resumen, de las clases A sólo se utiliza generalmente la que tiene subíndice 1, que no tiene corriente de grilla.

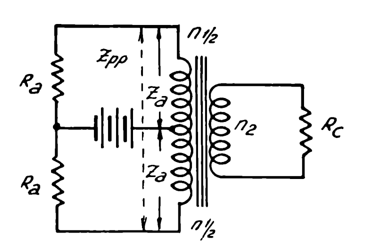


Fig. 187. — Circuito equivalente al amplificador simétrico.

Veamos ahora la potencia obtenible para la amplificación simétrica clase A, para lo cual nos remitimos a la figura 186, en la que se han dibujado las características anódicas de las dos válvulas, invirtiendo una respecto de la otra por trabajar fuera de fase. Desde que no hay limitaciones en el valor de la resistencia de carga debidas a la curvatura de las características, porque la disposición

simétrica elimina la deformación por segunda armónica, podemos adoptar la relación de máximo rendimiento y poner:

$$Z_a = R_a$$

o lo que es lo mismo, los ángulos α y β serán iguales (figs. 177 y 186). El transformador de salida permite acoplar la carga R_c adaptando su valor al que requieren las válvulas. Si la cantidad de espiras de todo el primario está en relación con la del secundario (ver fig. 187):

$$k = \frac{n_1}{n_2}$$

La relación de transformación k es la de todo el transformador, y para cada rama se cumple una relación:

$$\frac{Z_a}{R_c} = \left(\frac{n_1/2}{n_2}\right)^2 = \frac{k^2}{4}$$

o lo que es lo mismo:

$$Z_{pp} = 4\, Z_a$$

La potencia de salida puede determinarse mediante el producto del cuadrado de la corriente alterna eficaz de placa por la impedancia, o mejor por la mitad del cuadrado de la amplitud de esa corriente por la impedancia:

$$W = \frac{I_a^2\, Z_{pp}}{2}$$

pero la amplitud de la corriente es igual a la tensión alterna dividido por la suma de la resistencia interna y la externa. Se tiene:

$$W = \frac{\mu^2\, E_g^2\, Z_{pp}}{2\,(R_a + Z_a)^2}$$

Y ahora, si reemplazamos en lugar de la resistencia interna el valor de la de carga, por lo dicho más arriba, o sea $Z_{pp} = 4\, R_a$, tenemos:

$$W = \frac{2\, \mu^2\, E_g^2}{Z_{pp}}$$

Que es el máximo valor de potencia obtenible, aplicando a la entrada del amplificador simétrico una tensión de grilla de amplitud E_g por válvula.

Para clase A_1 este valor no puede superar a la polarización E_c de trabajo de grilla.

Es muy interesante comparar las potencias obtenibles en la amplificación clase A con la disposición simétrica y con la válvula simple, para ver qué hemos ganado. El consumo de potencia es doble en la simétrica, porque si bien la tensión es la misma para las dos válvulas, la corriente anódica es doble. Las potencias obtenibles en las condiciones ideales tienen expresiones que hemos visto en páginas anteriores. Dividiéndolas entre si se tiene:

$$\frac{\dfrac{2\ \mu^2\ E_g{}^2}{4\ R_a}}{\dfrac{\mu^2\ E_g{}^2}{9\ R_a}} = \frac{2 \times 9}{4} = 4{,}5$$

donde en la expresión superior hemos puesto $4R_a$ en lugar de Z_{pp}. Quiere decir que obtenemos más de cuatro veces la potencia de una válvula simple con la disposición simétrica. Si consideramos el doble consumo de la fuente de la segunda forma, nos queda que con el montaje simétrico se obtiene más del doble de potencia, con la ventaja adicional de haber suprimido la deformación por armónicas pares y la saturación del núcleo del transformador de salida. Con lo dicho no hay nada más que decir para justificar la preferencia por la disposición simétrica con respecto a la simple o a la de válvulas en paralelo.

Amplificación clase B

Si la polarización de grilla la llevamos a valores tales que la válvula trabaje en el codo de la característica de grilla, cerca o en el mismo punto en que se produce la anulación de la corriente de placa, tendremos que la válvula sólo trabajará durante medio ciclo. En efecto, observemos el gráfico de la figura 188. Las dos válvulas están conectadas de acuerdo al esquema de la figura 179, de modo que sus dos tensiones de grilla están en oposición de fase. Por este motivo hemos representado los ejes correspondientes a cada grilla en sentidos contrarios, y los de las corrientes de placa de ambas válvulas también opuestos, refiriendo, por ejemplo, el par de ejes de la izquierda a la válvula 1 y el par de la derecha a la válvula 2.

Las dos señales aplicadas a las grillas las hemos desplazado de medio ciclo entre ellas, puesto que mientras la sinusoide 1 de la izquierda se acerca al eje vertical en su primer medio ciclo, la 1 de la derecha se aleja en el primer semiciclo. Esto equivale a la oposición de fase ya mencionada.

Observemos ahora lo que sucede en los circuitos de placa de ambas válvulas. Las corrientes anódicas circularán solamente durante medio ciclo en cada válvula, puesto que durante el otro medio ciclo la tensión instantánea de grilla supera el punto de corte, es decir, la anulación de la corriente

de placa. En el primario del transformador de salida (T_2 en la figura 179) circulará corriente durante medio ciclo en la mitad superior y durante el otro medio en la mitad inferior, es decir que durante todo el ciclo se tendrá en él la corriente que corresponde a las dos curvas 3 de la figura 188. Se ha restablecido la sinusoide completa, pese a que cada válvula aporta solamente con la mitad de ella, habiendo cierta deformación introducida por la parte curva de la característica de grilla de cada válvula.

Para conseguir simetría en el primario del transformador de salida, puesto que cada mitad del devanado tiene corriente alternada durante medio

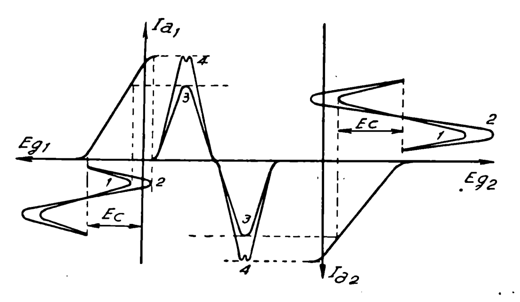


FIG. 188. — Gráfico demostrativo de la amplificación clase B.

ciclo, debe construirse en la forma como se ve en la figura 189, con doble bobinado, de manera que el campo magnético que se produce en el núcleo sea de idénticas características, pero de sentido contrario durante cada semiciclo. Esto quiere decir que un transformador que se ha diseñado para trabajar en clase A no sirve en clase B, pese a que si se lo conecta se obtendrá funcionamiento, pero defectuoso.

Un amplificador que trabaje en la forma descripta, se dice que es de clase B_1, porque no tiene corriente de grilla. Es muy común, sin embargo, que se aumente la amplitud de la señal aplicada a cada grilla, con lo que se obtienen las sinusoides 2 de la figura 188. Como durante cierto instante la amplitud de la señal supera la polarización de reposo de la grilla, en valor absoluto la grilla se hará positiva y circulará corriente por ella.

La corriente en el circuito de placa, similarmente a lo explicado anteriormente, circulará por cada devanado del transformador de salida, construído como se ilustra en la figura 189, durante medio ciclo, y durante todo el período se tendrá la corriente dada por las dos curvas 4 de la figura 188. Se observa la deformación de tercera armónica introducida por las curvaturas de la característica de grilla, correspondientes a la zona cercana al punto de corte y la zona de saturación de la corriente anódica.

La potencia obtenida con esta clase de amplificación, llamada clase B_2,

es mucho mayor que con la anterior, y más aún si nos referimos a la obtenida con dos válvulas trabajando en clase A. Además, es dable observar otra característica sobresaliente. En efecto, como la polarización de grilla es tal que las válvulas trabajan cerca del punto de corte, mientras no se aplique señal a las grillas las válvulas no consumirán corriente de placa. Esto tiene sus ventajas e inconvenientes; la ventaja es la reducción del

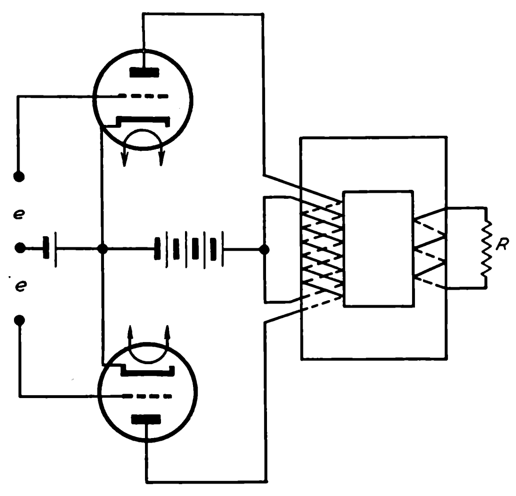


FIG. 189. — Esquema que muestra las conexiones del transformador de salida para clase B.

consumo sobre la fuente de alimentación durante los períodos de silencio o períodos en que no hay señal en grilla; el inconveniente es que la fuente de poder tiene que estar diseñada de forma tal que la tensión aplicada a las placas sea constante, cosa bastante difícil de conseguir en los dos casos extremos de corriente nula y corriente máxima de consumo.

En el caso de amplificación clase B_2 se tiene corriente de grilla, cuyo producto por la tensión da una potencia que debe ser suministrada por el transformador de entrada. Ya no se trata del simple transformador que se emplea en los amplificadores sin corriente de grilla, los que debían entregar a las grillas dos tensiones simétricas, pero cuyo devanado se calculaba para condiciones de trabajo ideales, ya que por él no circulaba corriente; además el núcleo ya no puede ser el mismo, pues habiendo potencia en juego, que debe ser transferida del primario al secundario, debe ser previsto en el diseño del transformador. Además el preamplificador debe suministrar esa potencia, de modo que no puede ser un simple amplificador de tensión.

La potencia obtenible en el secundario del transformador de salida, en la resistencia de carga R, será:

$$W = \frac{\mu^2 E_g^2 R k^2}{2 (R k^2 + R_a)^2}$$

siendo μ el coeficiente de amplificación de cada válvula, E_g la amplitud de la señal aplicada por grilla, R la resistencia en el secundario del transformador, k la relación entre el número de espiras primario y secundario del transformador y R_a la resistencia interna de la válvula.

El producto de la resistencia cargada al secundario por el cuadrado de la relación de transformación tiene que presentar la impedancia de carga correcta para las válvulas trabajando en tales condiciones.

Amplificación clase B

Si la polarización de reposo de las grillas es tal que el punto de trabajo queda comprendido entre el centro de la parte recta de la característica y el punto de corte, la clase de amplificación no es ni A ni B, teniendo propiedades comunes a ambos tipos de amplificación, es decir tendrá más potencia de salida que la clase A y menos deformación que la clase B. Dentro de esta clase AB, hay amplificadores con o sin corriente de grilla, es decir, clases AB_2 o AB_1, respectivamente. Son los circuitos más utilizados cuando se desea construir amplificadores que suministren gran potencia con calidad de sonido aceptable. Además, no tienen el inconveniente del consumo tan variable sobre la fuente de alimentación que tienen los clase B.

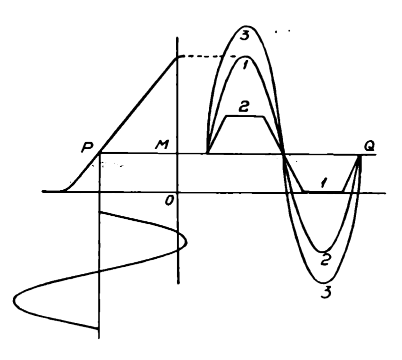


Fig. 190. — Gráfico demostrativo de la amplificación clase AB.

La figura 190 muestra la característica de grilla de una de las válvulas a la que se ha aplicado una señal de amplitud que supera la polarización de reposo, de modo que habrá corriente de grilla. La corriente de placa de la válvula experimenta las variaciones dadas por la curva sinusoidal deformada 1, con la rama superior más grande que la inferior. Según el punto de trabajo P suba o baje por la característica, el eje PQ subirá o bajará y la sinusoide 1 irá modificando la longitud de sus ramas, de modo que si el punto P llega al centro de la parte recta de la caracte-

rística, se tendrá la sinusoide 1 completa, como corresponde a amplificación clase A; si el punto P desciende hasta el eje O, se tendrá media sinusoide 1 solamente y la válvula trabajará en clase B.

La otra válvula aporta al transformador de salida la curva 2, simétrica con respecto a la 1, y ambas corrientes anódicas se suman en el devanado primario, en forma similar a lo visto para clase A, con cierta tendencia a funcionar como en clase B. La corriente resultante en el transformador es la curva 3, que resulta una sinusoide algo deformada, por lo que tendrá un cierto porciento de armónicas de distorsión.

Los transformadores de entrada y de salida no son de diseño tan exigente como para amplificación clase B pero las condiciones de trabajo son algo más rudas que para la clase A, sobre todo si en el de entrada hay circulación de corriente en el secundario, como corresponde a la clase AB_2. La fuente de alimentación experimenta variaciones en el consumo en los casos extremos de señal cero y señal máxima, pero las variaciones son de menor importancia que para la clase B, que tenía corriente nula sin señal y máxima a señal plena. En este caso, la corriente de reposo del circuito de placa, es para cada válvula la dada por el segmento OM en la figura 190.

A título informativo, tomemos la válvula R.C.A., tipo 6L6, y veremos que es una amplificadora de potencia con reflector electrónico. Conectada sola y con 250 V en placa, da una potencia de salida de 6,5 Watt en clase A_1; en disposición simétrica en clase A_1 y también con 250 V en placa da unos 13,8 Watt; en clase AB_1 con 400 V de tensión anódica, entrega hasta 34 Watt, siempre en disposición simétrica, y en clase AB_2 es decir con circulación de corriente de grilla, llega a dar hasta 60 W. Los valores de potencias entregadas se refieren, por supuesto, al caso que el diseño del circuito sea perfecto, es decir que cada una y todas sus partes correspondan a la teoría, especialmente los transformadores.

INVERSION DE FASE

En los párrafos anteriores hemos visto el funcionamiento de los amplificadores simétricos con sus ventajas sobre los simples, su mayor potencia de salida, mejor rendimiento, menor distorsión por eliminación de la segunda armónica, etc. Para tener un amplificador simétrico sólo era necesario excitar dos válvulas iguales, con dos tensiones de señal, iguales y defasadas de 180° eléctricos, es decir, en oposición de fase. Se vió también, que la manera de conseguir esa oposición de fase e igualdad entre las señales a aplicar a las dos grillas era emplear un transformador con derivación en el secundario, como se ve en la figura 191. resultando que excitando el primario del mismo con una señal de amplitud e, se tiene en sus dos mitades del secundario, para lo que está provisto de una derivación central, dos tensiones E_g. opuestas, que se aplican a las dos grillas.

Todo es sencillo y no insistiremos sobre el punto, puesto que no hay ninguna dificultad. El problema se presenta recién cuando se desea evitar el uso del transformador de entrada, ya sea por razones económicas, o porque el mismo es captador de campos magnéticos alternados de la fuente

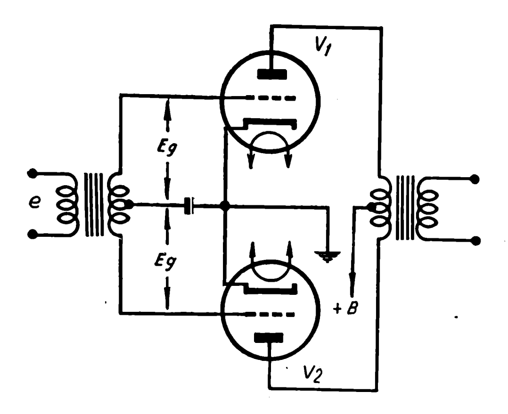


FIG. 191. — Inversión de fase a transformador.

de alimentación que se traducen en zumbidos, obligando, a veces, a retirar el transformador del chasis y colocarlo distante.

Se debe, pues, conseguir dos tensiones iguales y en oposición de fase, disponiendo solamente de una señal de amplitud *e*. Hay varias formas de resolver el problema, que se denomina generalmente *inversión de fase*.

Inversión en la etapa de potencia

La figura 192 muestra dos válvulas en conexión simétrica, una de las cuales (la V_1) tiene aplicada a su grilla la señal disponible *e* y en su circuito de placa se ha dispuesto una resistencia a masa, de valor elevado como para no comprometer la relación correcta de la inpedancia de carga, formada por el primario del transformador de salida y la resistencia interna de la válvula; para evitar el paso de corriente continua de la fuente de alimentación, se conecta en serie con el resistor R un capacitor C. La resistencia mencionada es un potenciómetro, una resistencia con derivación o dos resistencias, de modo que entre la derivación y masa se tenga una tensión de audio igual a *e*, que es la de entrada.

Entre las dos tensiones alternadas *e*, una en el circuito de placa y otra en el de grilla, hay 180° de diferencia de fase, puesto que a tensión de

grilla nula corresponde máxima corriente de placa y a máxima tensión de grilla corriente de placa nula.

El ajuste de la derivación se debe hacer con un voltímetro a válvula, o puede calcularse analíticamente en forma bastante aproximada, puesto que, conociendo la amplificación efectiva de V_1, se conoce la tensión de

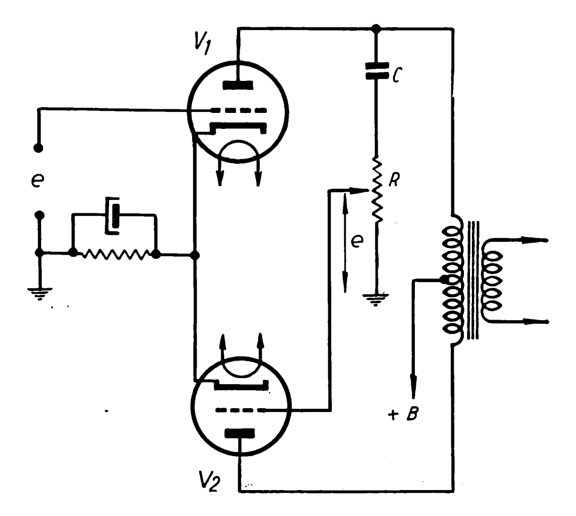


FIG. 192. — Inversión de fase mediante el circuito anódico de la misma válvula.

audio presente entre extremos de la carga de placa, y puede calcularse un divisor de tensión para tomar de ella sólo una parte *e*, para aplicarla a la grilla de la válvula V_2 quedando el amplificador simétrico en condiciones de funcionar.

Es banal agregar que esta disposición, así como las siguientes, dan resultados satisfactorios en amplificadores sin corriente de grilla, y se usan generalmente en triodos de clase A.

Inversión de fase en la excitadora. Sistema catodino

La figura 193 presenta el esquema que realiza la inversión en la válvula amplificadora de tensión previa a la etapa simétrica. Para ello se aprovecha la diferencia de fase de 180° que hay entre los circuitos de placa y cátodo en una válvula. La resistencia R_1 es la correcta carga de placa de la válvula, y el conjunto de las tres resistencias R_2, R_3 y R_4 debe presentar

la misma resistencia que R_1; hay una restricción en la elección de ella, y es que R_2 debe tener el valor correcto para polarizar la grilla, es decir será igual a la tensión negativa de grilla de la válvula V, dividida por la corriente de placa correspondiente a la tensión que haya entre placa y cátodo. Las otras dos resistencias son fáciles de calcular, pues si tomamos

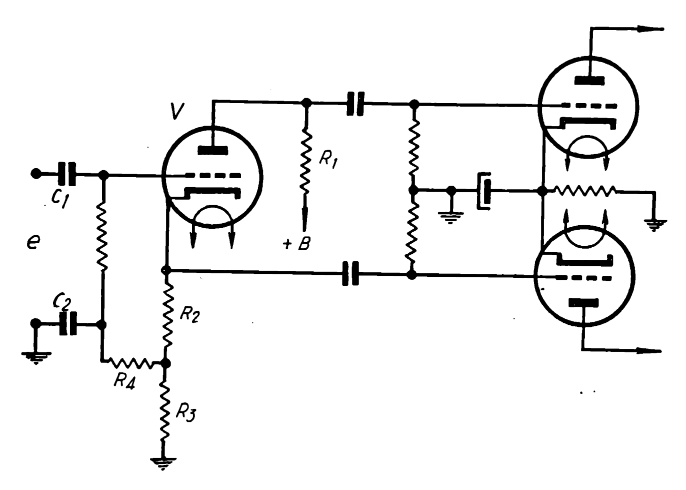


Fig. 193. — Inversión de fase por el sistema "catodino".

para R_3 un valor igual a R_1 por razones de simplicidad, R_4 deberá reducirla en la misma magnitud que R_2 la aumenta, es decir, su valor será:

$$R_4 = \frac{R_3 (R_3 - R_2)}{R_2}$$

tomando todas las resistencias en Ohm y suponiendo que R_1 y R_3 son iguales, y dadas por la carga de placa correcta para la válvula V.

El capacitor C_2 debe presentar baja reactancia a las audiofrecuencias, de manera que su capacidad debe ser relativamente grande, pero C_1 no puede ser de gran capacidad porque forma parte del circuito de grilla y puede bloquear la válvula, de modo que aparece una asimetría insalvable, pero que no tiene una importancia fundamental como para que el montaje no se use, pese a la desventaja mencionada.

La figura 194 da otra versión de la misma idea, que carece del inconveniente anterior, pero que en cambio tiene el que la tensión de entrada no tiene retorno a masa, lo que limita el uso del montaje a los casos de

amplificadores para receptores, haciéndose la inversión de fase en la detectora, utilizándose un diodo-triodo o doble diodo-triodo. La resistencia R_1 tiene el valor necesario para la carga correcta de la válvula V_1 y la otra

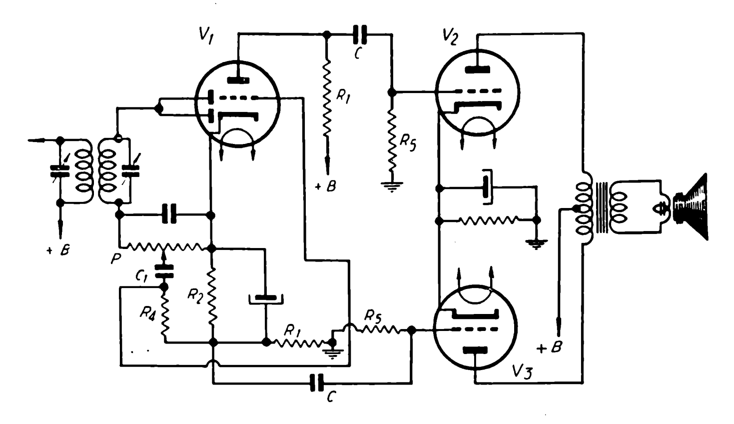


FIG. 194. — Inversión de fase catodina aplicada a un detector a diodo.

resistencia R_1 del circuito de cátodo debe tener el mismo valor. En esta forma, las tensiones aplicadas a las grillas de las dos válvulas V_2 y V_3 a través de los dos capacitores iguales C y las resistencias de carga de grilla R_5 son iguales, y como una está tomada del circuito de placa y la otra del de cátodo, estarán en oposición de fase.

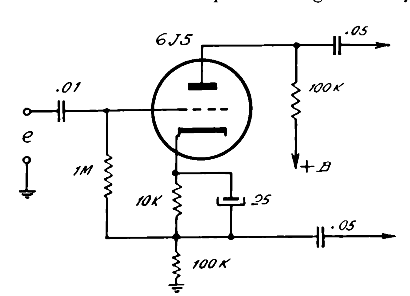


FIG. 195. — Circuito catodino con valores prácticos para un triodo común.

La resistencia R_2 tendrá el valor necesario para la polarización de grilla de la válvula V_1, obteniendo su valor por el cociente entre la tensión de reposo necesaria, y la corriente de placa que corresponderá a la tensión medida entre placa y cátodo. El capacitor en paralelo con R_2 será electrolítico de gran capacidad, de acuerdo a lo habitual. El potenciómetro P oficia de control de volumen, y de él se toma la tensión de audio a través del capacitor C_1 (0,01 μF); R_4 es la resistencia de grilla de V_1 que tendrá el valor normal para la válvula que se utilice.

La figura 195 da el circuito inversor catodino para un triodo común, con los valores prácticos usuales. Queda en él pendiente la crítica mencionada antes respecto de C_1, pero se ha logrado eliminar C_2 de modo que el circuito es mejor que el otro.

Inversión a válvula

Los circuitos vistos hasta aquí para conseguir las dos tensiones iguales y en oposición de fase para excitar a la etapa simétrica tienen el inconveniente de que exigen valores muy críticos para ciertas resistencias, lo que a veces es difícil de conseguir y resulta por consiguiente un defectuoso funcionamiento, que se traduce en disminución del rendimiento, y, lo que es más grave, en distorsión no eliminable.

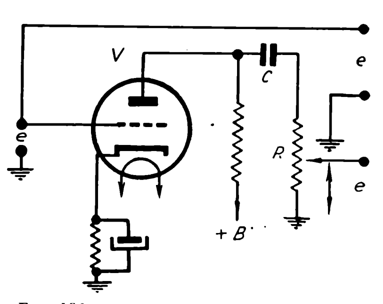


FIG. 196. — Inversión de fase a válvula.

Por tales motivos suele recurrirse al empleo de una válvula, generalmente triodo, cuya única misión es suministrar una tensión de audio de igual valor que la de entrada, pero en oposición de fase con ella. Tal válvula no se aprovecha para amplificar, de modo que no interesa el rendimiento de la misma, prefiriéndose por el contrario tipos de bajo coeficiente de amplificación en aras de un funcionamiento aún más estable.

La figura 196 da el esquema básico para el montaje de referencia, y en él se observa que la válvula V está excitada con la tensión de la señal *e*, y que en su circuito de placa se coloca un divisor de tensión, formado por el resistor con derivación R, el que tiene un capacitor C en serie para impedir la circulación de corriente continua a masa. Entre la derivación y masa, o entre el cursor y masa si se trata de un potenciómetro, se tomará la tensión *e*, igual a la de entrada, verificada con un voltímetro a tubo o de alterna de gran resistencia, o sino, puede calcularse previamente conociendo la amplificación efectiva de la válvula, y ajustando exactamente R, después. Las dos tensiones *e* a la salida del inversor estarán en oposición de fase, pues mientras una está tomada en la grilla la otra se toma del circuito de placa, habiendo entre ambos circuitos oposición de fase.

En lugar de tomar la tensión *e* de un divisor en el circuito de placa de la inversora, se puede tomar del circuito de grilla de las válvulas de salida, tal como se ve en la figura 197. El montaje ilustrado utiliza un doble triodo, una de cuyas secciones se emplea como amplificadora

de tensión, en conexión normal, para excitar a las válvulas de potencia y la otra sección forma el inversor a válvula.

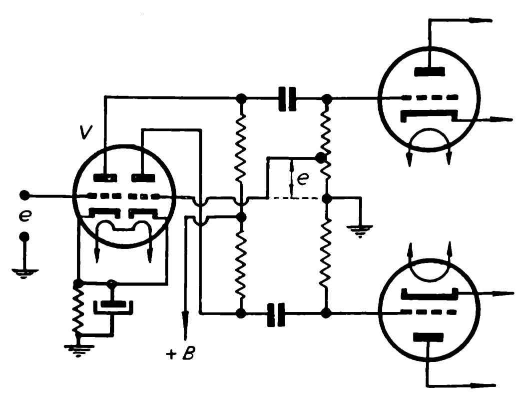


FIG. 197. — Modificación práctica del circuito de la fig. 196

La tensión de señal se aplica a la grilla de la sección excitadora y la otra sección de la válvula recibe la tensión de grilla, que se toma de una derivación en la resistencia de carga de grilla de la válvula de potencia; se aprovecha la amplificación de la válvula (sección inversora de V), para excitar a la otra válvula de potencia con la tensión obtenida. Para tal fin, la placa de esta sección se conecta a la grilla de la segunda amplificadora final, a través del capacitor correspondiente.

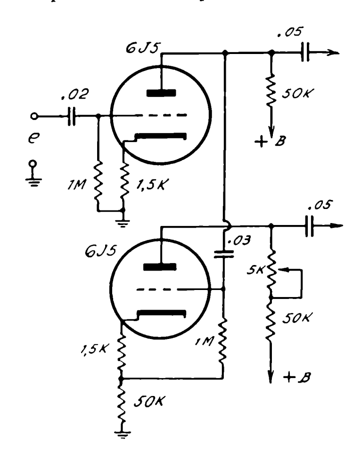


FIG. 198. — Circuito inversor de fase usado en la actualidad.

La figura 198 nos muestra finalmente un circuito inversor de fase en la etapa excitadora que tiene ventajas sobre los anteriores. La válvula inferior recibe toda la señal de la superior, pero su ganancia se ha reducido al valor uno, mediante la intercalación de un resistor de valor elevado en el cátodo. En la alimentación anódica se ajusta la resistencia de carga hasta obtener un buen equilibrio de las dos señales en las grillas del amplificador final, inyectando a la entrada una señal *e* de 1.000 c/s, que

es la frecuencia conveniente. Una vez obtenido el valor de la resistencia en placa de la válvula inferior se coloca un resistor fijo en lugar del potenciómetro.

DEFORMACION EN LOS AMPLIFICADORES

Hemos visto que si la forma de onda de audiofrecuencia de salida no era exactamente igual a la de la señal aplicada a la entrada, se decía que había distorsión de amplitud o deformación armónica. Si el amplificador tiene una ganancia mayor para unas frecuencias que para otras, hay distorsión de frecuencia. Estos dos tipos de distorsión son los que interesan en los amplificadores de audio.

Distorsión de frecuencia

En el estudio de cada paso de los amplificadores, hemos visto los motivos de producción de distorsión de esta índole. Así, el capacitor de interetapa en los amplificadores de tensión acoplados a resistencia y capacidad, presentaba una reactancia que dependía de la frecuencia y por lo tanto la amplitud de la tensión aplicada a la grilla de la etapa siguiente era mayor a medida que aumentaba la frecuencia.

Igual inconveniente tenían los capacitores de paso para el circuito de polarización de grilla, colocados en el cátodo.

A esto se une la mayor dificultad que tienen los altoparlantes comunes en la reproducción de las frecuencias bajas, en las que está contenida la energía acústica en mayor grado. Además, la frecuencia propia de resonancia de parlantes y gabinetes está dentro de la gama de tonos graves.

Todo ello conspira en los amplificadores para reducir la amplitud de las señales de frecuencias bajas, o para deformarlas. La solución para este estado de cosas debe tomar varias medidas de mejoramiento.

Por de pronto, pueden diseñarse amplificadores que empleen triodos en lugar de pentodos, que presentan una tendencia a amplificar más las frecuencias altas. Los triodos tienen menor resistencia interna y menor curvatura en la característica, por lo que tendrán menor contenido armónico en la onda de salida.

Otro camino es el empleo de ecualizadores, que son dispositivos destinados a reforzar la amplificación de ciertas frecuencias. Por ejemplo, una inductancia puesta en serie en el camino de las corrientes de audiofrecuencia dejará pasar con más facilidad las señales de menor frecuencia, o dicho de otro modo, presentará menor reactancia a las corrientes de frecuencia más baja. Un capacitor, en cambio, tiene efecto contrario, es decir, deja pasar con más facilidad las frecuencias altas. De aquí salió el primitivo control de tono que no era más que un capacitor en serie con un potenciómetro derivado en la etapa de salida, entre placa y masa. El efecto era

que se derivaban hacia masa las frecuencias mayores, produciendo el efecto de que amplificaba más las notas graves.

Los ecualizadores son circuitos combinados de resistores, capacitores e inductores, de valores tales que forman un conjunto que presenta una impedancia variable con la frecuencia, y colocándolos como carga de placa de la etapa excitadora del amplificador de potencia, se puede aumentar a voluntad el grado de amplificación para la gama de frecuencias que se desee. Posteriormente nos ocuparemos de ellos.

Otro camino es amplificar por separado las frecuencias altas y las bajas, dando a cada rama el grado de amplificación que sea conveniente. Para separar la señal según la frecuencia, se emplean filtros pasabajos para la rama de tonos graves y pasaaltos para la otra. Son los amplificadores de dos o de tres canales.

Distorsión de amplitud

Al estudiar las características de las válvulas, vimos que las de ánodo tenían el aspecto de la figura 175 y que si el punto de trabajo, dado para una tensión anódica y una polarización de grilla fijadas, era el D, se podía considerar al triángulo FCG como de *trabajo*. La recta AB daba la resistencia o impedancia de carga, e I_0 era la corriente de reposo de placa.

Debido a la curvatura de las características, los vértices del triángulo no distan igualmente del punto D, con lo que las corrientes máxima y mínima de ánodo no se alejan de la misma magnitud de la de reposo. Al ocuparnos de la figura 175 deducimos el valor de la deformación en función del apartamento de D del centro del segmento FC.

Hemos visto que tanto la distorsión de segunda armónica como todas las que corresponden a armónicas pares, puede ser eliminada mediante el montaje simétrico del amplificador de potencia.

Si la etapa tiene montaje simple se tratará de reducir la distorsión a límites inferiores al 5 %, que es lo tolerable por el oído.

La fábrica de válvulas suministra en todos los casos las cifras totales de distorsión y a veces, la separación de dicha cifra en las partes correspondientes a cada orden de armónica. La distorsión total no es la suma aritmética de las distorsiones para cada orden de armónica, sino que se obtiene mediante la fórmula:

$$D = \sqrt{D^2{}_2 + D^2{}_3 + D^2{}_4}$$

donde las cantidades dentro de la raíz cuadrada son los porcentajes de distorsión por segunda, tercera, cuarta, etc., armónicas, elevadas al cuadrado.

Distorsión por tercera armónica

Observemos la figura 199. En ella se puede ver una onda de frecuencia fundamental, de forma senoidal, representada por la curva 1. La curva 2

es la onda de frecuencia tres veces mayor, es decir es la tercera armónica. La onda resultante tendrá la forma de la curva 3. En forma similar se puede ver gráficamente qué sucede para todas las armónicas impares. Para eliminarla o reducirla se puede aplicar una señal de igual forma de onda, pero defasada 180 grados. Veamos la figura 200. La curva 1 es la señal

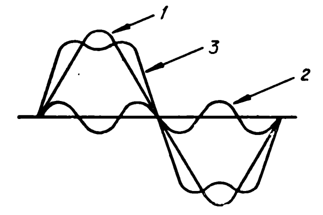


FIG. 199. — Efecto de la distorsión por tercera armónica sobre la onda fundamental 1.

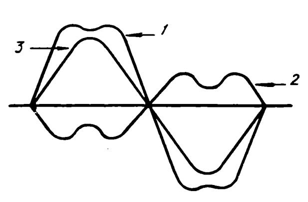


FIG. 200. — Forma de eliminar o reducir la distorsión por armónicas impares.

deformada por la presencia de tercera armónica y la curva 2 es una onda de igual tipo de deformación pero con un defasaje de 180 grados. La resultante es la curva 3, que es aproximadamente senoidal.

Este es el camino entonces para eliminar la distorsión por armónicas impares, si no del todo, por lo menos dentro de límites prácticos.

Realimentación negativa

Aplicar a la entrada de un amplificador una señal que es parte de la salida se llama *realimentación*, y es la forma normal de trabajar de los osciladores, por ejemplo. Pero si a la señal que se aplica a la entrada se le da un defasaje de 180 grados con respecto de la normal de excitación, se está practicando la *realimentación negativa*, puesto que en lugar de obtener aumento de la amplificación, como en los osciladores, se conseguirá una reducción.

Pero si se aplica la realimentación negativa a amplificadores que tengan distorsión de armónicas impares, se conseguirá reducir en forma notable el contenido de las mismas, aunque se producirá además una reducción de la amplificación de la etapa.

Como en el caso de los amplificadores de audiofrecuencia se tienen recursos fáciles para conseguir potencias de salida que cubren las necesidades prácticas, el inconveniente no es importante, siendo en cambio grande la ventaja de reducir las armónicas impares, puesto que las pares ya se habían conseguido eliminar con los montajes simétricos.

Veamos ahora cómo se aplica realimentación negativa a un amplificador. Por de pronto, por ser una realimentación, debemos tomar parte de la tensión a la salida y reinyectarla a la entrada, y por ser negativa esa

reinyección debe tener fase opuesta a la tensión que había a la entrada para que se reste. El circuito de la figura 201 nos ilustra un poco esta cuestión. En un triodo las señales de placa y de grilla están defasadas en 180°, puesto que a aumentos de la tensión de grilla corresponde disminuciones de la corriente de placa, y por ende, las tensiones *e* y *E* de la

FIG. 201. — La realimentación negativa está proporcionada por la relación entre las resistencias R_1 y R_2.

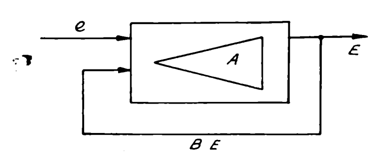


FIG. 202. — Mecanismo de la realimentación negativa en un amplificador básico representado por A.

figura están en fase opuesta. La realimentación lograda por la conexión de R_1 será negativa. El capacitor C tiene por objeto separar la tensión continua de placa para evitar su aplicación a la grilla, y suponemos que esa reactancia será baja comparada con R_1.

Veamos ahora las relaciones que determinan el grado de realimentación. La figura 202 nos ayudará en ello, pues se indica que de la tensión de salida se toma una fracción B para aplicarla a la entrada. El amplificador tiene, antes de la realimentación, una ganancia A. La tensión a la entrada será ahora:

$$e' = e - B\,E$$

y la tensión a la salida quedará modificada así:

$$E = A\,e - A\,B\,E$$

de donde es fácil deducir el valor de *E*, el cual dividido por *e* nos da la ganancia real del amplificador realimentado:

$$A_e = \frac{E}{e} = \frac{A}{1 + A\,B}$$

es decir que la ganancia efectiva se reduce en la proporción (1 + A B) cifra que da el grado de realimentación y que permite calcular los elementos intervinientes. Volvamos al circuito de la figura 201, donde las resistencias R_1 y R_2 están en la proporción que da la parte de tensión de salida que se reinyecta, o sea:

$$B = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

y como ese factor B aparece en la expresión del grado de realimentación, es fácil deducir el valor de una resistencia cuando se conoce la otra.

Una cuestión muy importante es que la tensión de realimentación se aplique siempre con fase opuesta a la que hay en el lugar de aplicación. Por ejemplo, veamos la figura 203, que muestra un amplificador de dos etapas, donde tomamos la realimentación del secundario del transformador

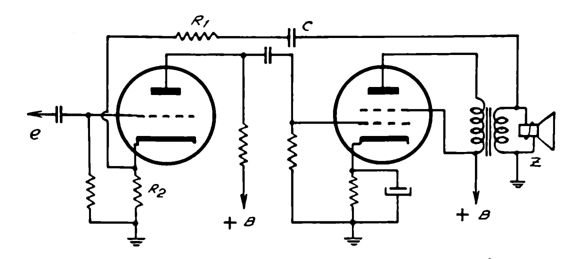


Fig. 203. — Realimentación negativa a través de dos etapas en un amplificador simple.

de salida, hasta el cátodo de la primera válvula. Al tomar los conductores del secundario para conectar uno a masa y otro a la realimentación, puede ocurrir que la realimentación sea positiva o negativa. La primera se conoce porque aumenta la salida y produce oscilación y la segunda porque reduce la ganancia.

Ejemplo. Supongamos que en el amplificador de la figura 203 se quiera aplicar un grado de realimentación de 5, o expresado en decibel:

$$20 \log 5 = 14 \text{ dB}$$

$$1 + AB = 5$$

Para dimensionar los resistores del lazo de realimentación necesitamos conocer la ganancia teórica del amplificador. Supongamos que la tensión a la entrada sea e = 0,5 V y que a la salida tenemos una potencia de 3,2 W, lo que permite calcular la tensión del secundario del transformador conociendo la impedancia, que es, por ejemplo, de 8 Ohm. Se tiene

$$E = \sqrt{W R} = \sqrt{3{,}2 \times 8} = 5 \text{ V}$$

luego la ganancia A vale 5/0,5 = 10 y como (1 + AB = 5) sale enseguida que AB = 4 y que B = 0,4.

Volvamos ahora al circuito de la figura 203. El resistor R_2 tiene un valor, requerido por la polarización de la válvula, de 5.000 Ohm. Luego, tenemos:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = B = 0{,}4$$

y con la simple ayuda del álgebra sacamos que $R_1 = 7.500\ \Omega$. Debemos tener en cuenta que la amplificación se reduce cinco veces, por lo que habrá que aumentar la ganancia de las etapas previas o agregar una etapa. Pero hemos obtenido una reducción de 5 veces en la deformación.

En los amplificadores simétricos se procede en forma similar, tal como lo vemos en la figura 204. La hemos aplicado a través de una etapa, pero

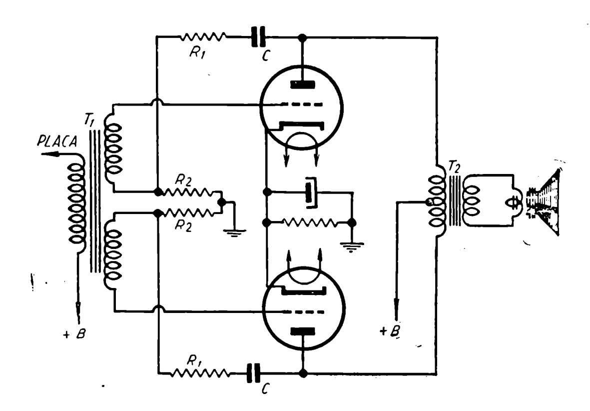


FIG. 204. — Esquema de un amplificador con realimentación negativa.

no hay inconveniente en diseñar lazos a través de dos o más etapas. Los capacitores C aislan la tensión continua de placa y los resistores R_1 y R_2 pueden calcularse en la forma que hemos visto.

Ejemplo. Se quiere aplicar un lazo de 20 dB en el amplificador de la figura 204. Hay que determinar los valores de los resistores mencionados. Para empezar calculemos el grado de realimentación, pues el dato está en decibel. Se tiene:

$$dB = 20 \log (1 + AB) = 20$$

pues se había fijado esa cifra. Es evidente que el antilogaritmo de $(1 + AB)$ es 10, pues el log de 10 vale la unidad. Luego:

$$1 + AB = 10$$

y si la ganancia de tensión de las válvulas es, por ejemplo, 12, deducimos que:

$$B = \frac{9}{A} = \frac{9}{12} = 0{,}75$$

Ahora, si tomamos para R_1 un valor de 50.000 Ω, deducimos de inmediato el valor de R_2, que resulta 150.000 Ω.

El transformador de entrada T_1 debe tener su secundario con dos derivaciones centrales, para poder conectar los resistores en cada rama. Actualmente existen tales tipos de transformadores, de modo que no se presentarán dificultades.

Si se quiere aplicar realimentación en más de una etapa para hacer más enérgico su efecto, se debe cuidar siempre que entre la tensión tomada

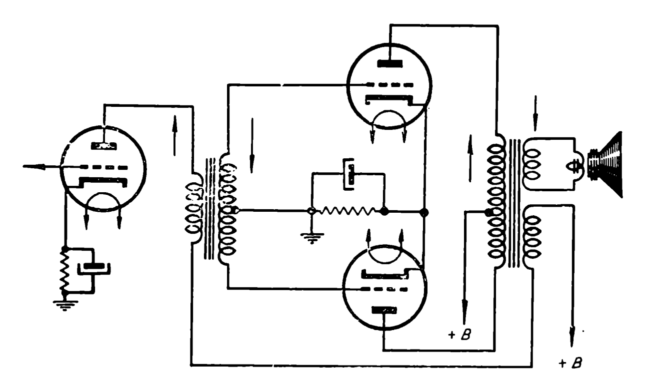


FIG. 205. — Realimentación negativa de dos etapas.

para la realimentación y la del circuito a que se aplica, haya una diferencia de fase de 180 grados, porque si así no fuera se aplicaría realimentación positiva, con aumento de distorsión y probablemente producción de oscilaciones.

La figura 205 ilustra sobre uno de los muchos sistemas de realimentación negativa, la que se hace en el circuito de placa de la excitadora, tomando la tensión para inyección del secundario del transformador de salida, para lo cual el mismo tendrá un bobinado adicional. Debe cuidarse el sentido del bobinado para hacer la conexión.

En el circuito de placa de la excitadora, la tensión tiene una fase que hemos indicado con una flecha ascendente; en el secundario del transformador de entrada tendrá fase opuesta, que vuelve a invertirse en el circuito de placa, es decir, en el primario del transformador de salida, y finalmente habrá nueva inversión en su secundario.

La ventaja de este sistema es que no se afecta la impedancia de carga del circuito de placa del amplificador de potencia, si se ha tenido en cuenta el efecto que hace sobre el primario la carga del secundario.

Puede ser conveniente no hacer pasar corriente continua por el bobinado del transformador, por lo que se usará el montaje descripto en oportunidad de hablar del transformador de entrada, con las polarizaciones magnéticas que se producían en el núcleo (ver fig. 170).

Ecualizadores

La ganancia de los amplificadores decae en los dos extremos de la gama de audio, por las razones que ya hemos mencionado en diversas oportunidades. Si se desea tener ganancia uniforme, o aún refuerzo de la ganancia en las frecuencias bajas o altas de audio, o sea en los tonos graves o los agudos, para hablar en términos de sonido, se recurre a los ecualizadores ya mencionados.

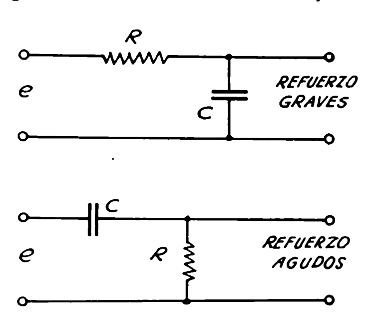


Fig. 206. — Principio de los ecualizadores

En principio, un ecualizador es un circuito capaz de modificar la ganancia para determinadas frecuencias. La figura 206 nos muestra los dos tipos básicos de ecualizadores. El superior modifica la ganancia para los graves, pues la resistencia es una impedancia constante con la frecuencia y el capacitor tiene impedancia que decrece al aumentar la frecuencia, es decir, que para frecuencias altas la tensión de salida será menor que para las bajas, por tratarse de un divisor de tensión discriminador de frecuencias. El circuito inferior actúa al revés, pues la tensión de salida será mayor para los agudos, pues para los graves la caída en el capacitor aumenta al bajar la frecuencia.

Veamos el gráfico de la figura 207 que muestra la forma como actúan los ecualizadores sobre la curva de ganancia de un amplificador. La curva original, que es la punteada inferior, presenta caídas en los dos extremos de la gama de audio, por los defectos propios de los elementos de los circuitos. Los ecualizadores, de los dos tipos descriptos, provocan las modificaciones en ambos extremos y se puede obtener, dimensio-

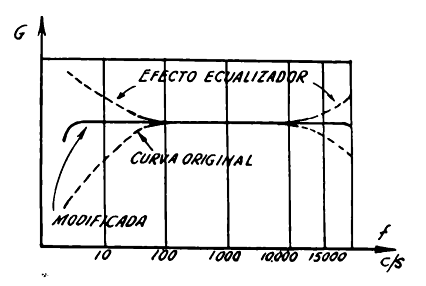


Fig. 207. — Efecto de los ecualizadores para nivelar la ganancia.

nando convenientemente los resistores y capacitores, que la ganancia del amplificador sea uniforme prácticamente en toda la gama de audio.

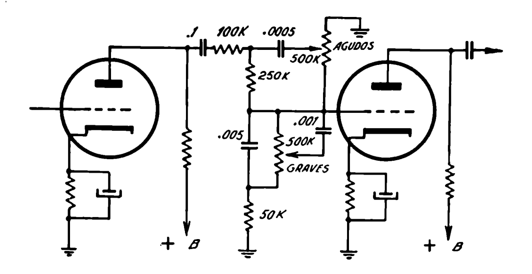


Fig. 208. — Circiuto combinado de ecualización de graves y agudos.

Es conveniente introducir en los ecualizadores resistores variables para poder graduar la acentuación de frecuencias a voluntad, y generalmente se usan combinados los reforzadores de graves y agudos. Hay numerosos cir-

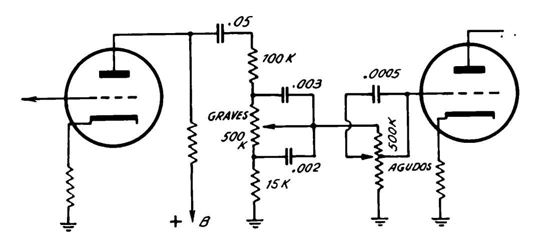


Fig. 209. — Otro tipo más simple de ecualizador que requiere un potenciómetro con derivación.

cuitos de compensadores, del cual tomamos uno de la obra de Di Marco, figura 208, que muestra una combinación para insertar entre dos válvulas triodos de bajo coeficiente de amplificación. La figura 209 muestra otro circuito tomado del mismo autor, que es más simple, pero requiere un potenciómetro con derivación central.

COMPRESION Y EXPANSION DE NIVEL

El nivel de salida de los transmisores y la amplitud de la tensión de grabación en los registros fonoeléctricos, debe mantenerse dentro de ciertos límites por razones fáciles de entender. Si se ajusta un transmisor para

obtener una potencia determinada de radiofrecuencia, con un cierto porciento de modulación, que es generalmente del 100 %, también se regulará la potencia o nivel de salida de audiofrecuencia del modulador a fin de que no se sobrepase la amplitud de audio máxima para la modulación mencionada (sobre este tema se volverá en la parte correspondiente a *modulación*). En las grabaciones, el ancho del surco limita una amplitud máxima de la ondulación, por cuyo motivo también debe limitarse el nivel de en-

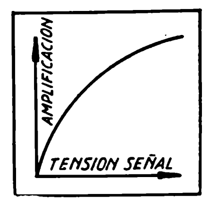


FIG. 210. — Gráfico de la compresión de nivel.

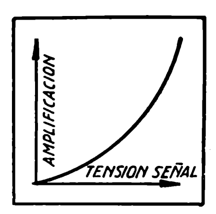


FIG. 211. — Gráfico de la expansión de nivel.

trada a la cabeza de grabación, a un máximo. Si se limitan solo las crestas, sin reducir la amplificación de las señales que no lleguen a tener la amplitud máxima, se producirá una reproducción que adolecerá del defecto de no mantener debidamente la proporción de los *fortísimos* con respecto a los *pianísimos*.

Como la característica de sensibilidad del oído humano es de carácter logarítmico, la solución estuvo pronto al alcance de la mano de los proyectistas, pues bastaba que el nivel de salida sufriera una compresión de carácter logarítmico, para que la señal recibida guardara aparentemente las debidas proporciones entre los tonos fuertes y débiles.

La figura 210 muestra cuál debe ser la característica de respuesta del amplificador de salida del transmisor o de la última etapa del grabador de discos, para tener característica de compresión logarítmica. La amplificación de las señales débiles debe ser grande para que las mismas no se pierdan entre el ruido de fondo propio de toda transmisión. La amplificación de señales de tensión media debe ser normal y la de señales de gran amplitud debe ser reducida, tanto más cuanto mayor sea la señal, para evitar sobrecargas de modulación.

Los dispositivos ideados que realizan automáticamente esta operación, se denominan *compresores automáticos de nivel* y forman parte del equipo de todo transmisor moderno, así como de los aparatos de grabación del sonido.

El problema se presenta cuando se quiere obtener en el receptor de las señales así comprimidas, la reproducción realmente fiel del sonido original,

guardando la verdadera relación entre las notas más suaves y las más fuertes. Se debe diseñar un dispositivo que presente una característica de amplificación inversa a la de compresión, es decir logarítmica también, pero de amplificación creciente con la tensión de la señal.

La figura 211 muestra la forma de la característica que se debe conseguir para el amplificador de audiofrecuencia del receptor o reproductor fonográfico.

Las señales débiles deben ser poco amplificadas, pues ya lo fueron bastante en el transmisor; las señales medias deben ser tratadas de manera

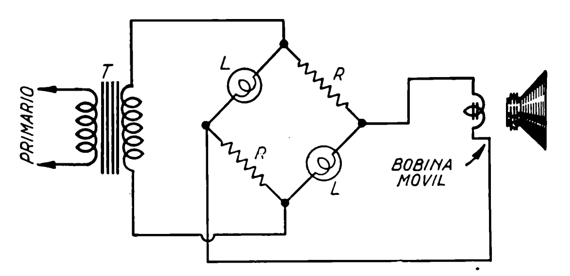


Fig. 212. — Expansor de volumen a puente.

normal, y las señales fuertes se amplificarán en tanto mayor grado cuando mayor sea la amplitud de las mismas.

Si las distintas relaciones de amplificación para cada nivel son inversas en el compresor y en el dispositivo que se agrega al amplificador, se conseguirá reproducir exactamente el sonido original. Tal dispositivo se denomina *expansor automático de nivel*, o de volumen.

La solución más elemental se ve en la figura 212, que representa la etapa de salida de un receptor o amplificador de audiofrecuencia. El transformador T es el de salida, cuyo primario se conecta de la manera normal, es decir, a la placa o a las placas (si es etapa en montaje simétrico) del paso final de amplificación de potencia.

El secundario debiera conectarse a la bobina móvil del altoparlante, pero en lugar de ello se aplica a una de las diagonales del puente que aparece en la figura. La otra diagonal se aplica a la bobina móvil.

Dos de las ramas del puente están formadas por resistencias R, a veces variables para regular el grado de expansión deseado. Las otras dos ramas las forman lámparas de filamento metálico (lamparitas comunes, con filamento de tungsteno, por ejemplo) de las que se sabe que aumentan su resistencia con la temperatura.

Cuando en el secundario del transformador de salida aparece una tensión de señal, ella se aplica a la diagonal vertical del puente; pasará

corriente por las ramas del mismo y se calentarán los filamentos de las lámparas aumentando sus resistencias, de modo que el desequilibrio del puente aumenta y con ello la circulación de corriente, resultando que la tensión entre los extremos de la otra diagonal (la aplicada a la bobina

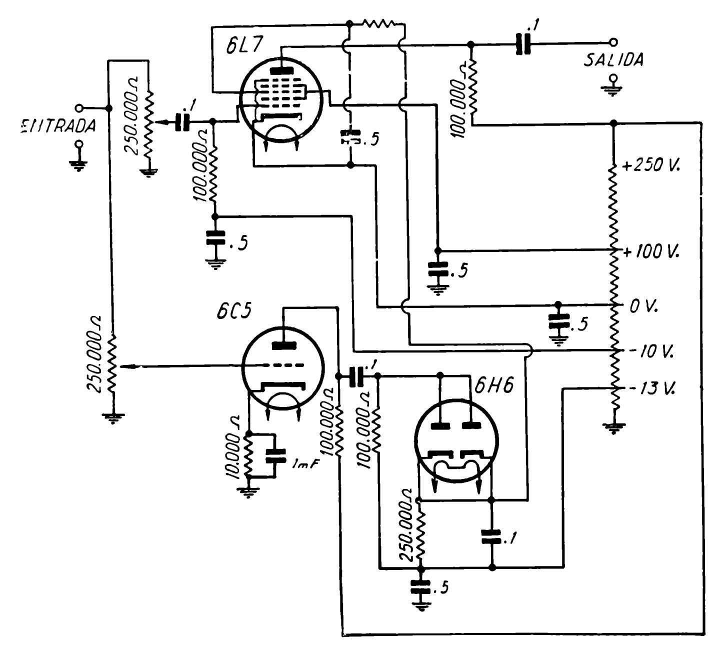


Fig. 213. — Esquema de un expansor de volumen a válvula de dos grillas de control.

móvil), en vez de ser proporcional a la que hay en el secundario del transformador, depende de la amplitud de la señal.

Las señales débiles harán que la diferencia de potencial entre extremos del puente sea muy reducida, por lo que la tensión aplicada a la bobina móvil será de muy pequeño valor, siendo reducida la amplificación. Las señales normales tendrán una amplificación que llamaremos *normal*, pues se puede ajustar el expansor para que el desequilibrio del puente sea el necesario para que se cumpla la amplificación media que se tendría si no hubiera dispositivo alguno. Cuando las señales son de mayor amplitud comienza a verse el efecto del puente, el desequilibrio aumenta y la amplificación crece cumpliéndose lo previsto.

Si se quiere graduar el grado de expansión, las dos resistencias R deben ser variables, pero manejadas con un eje común, pues deben ser iguales entre sí. Las lámparas deben ser del tipo tal, que con las señales de amplitud máxima alcancen el brillo correspondiente al encendido normal.

Los expansores de diseño más nuevo incorporan circuitos a válvula, de modo que pueden ser intercalados en cualquier etapa del amplificador, y pueden ser controlados y regulados con mayor facilidad.

La figura 213 muestra uno de los tipos en uso actualmente. La base del mismo está constituída por una válvula de dos grillas de control y el funcionamiento es en síntesis el siguiente:

Una de las vías internas de la válvula bigrilla amplifica la señal de la manera normal, con un control de nivel y terminales de salida para aplicar a la etapa siguiente.

Parte de la señal de entrada se toma y se aplica a un triodo para ser amplificada, y la salida del mismo se rectifica, tomando la tensión de control del circuito de cátodo, que está polarizado positivamente con una batería u otro sistema. Como la válvula 6L7 es del tipo *a* μ *variable*, la tensión de polarización aplicada a una de sus grillas de control llevará el punto de trabajo a puntos que tienen distintos grados de amplificación. Prácticamente. a tensiones de polarización grandes, corresponderá amplificación reducida y viceversa.

Si la amplitud de la señal es reducida, la tensión obtenida en el circuito de cátodo de la rectificadora es de pequeña amplitud, y se aplicará a la grilla de control de la 6L7 casi toda la tensión de 10 V, con lo cual la válvula 6L7 amplificará muy poco, por estar polarizada en un punto de la curvatura de la característica de grilla en la parte inferior. Si las señales tienen amplitud muy grande, la tensión tomada del rectificador es pequeña, porque se acercará a la tensión de la batería, y la diferencia entre ambas será muy reducida, resultando que la 6L7 estará polarizada en uno de sus puntos de mayor amplificación. El grado de amplificación del conjunto depende, pues, de la amplitud de la señal de entrada, que es precisamente lo que se deseaba.

El potenciómetro superior del esquema es el control de volumen y el inferior, como regula la amplitud de la señal aplicada al rectificador, y con ello la polarización del expansor, se denomina *control de expansión.*

El triodo amplificador de tensión puede ser cualquiera, pues su única misión es la de amplificar la tensión aplicada a su grilla, para tomar parte de la tensión de placa y rectificarla con cualquier tipo de rectificadora (en el esquema aparece una 6H6 que resulta suficiente para esa misión) y tomar de ahí la tensión de control.

La tensión de control y la de polarización del diodo rectificador están en oposición, para que la que se tome del conjunto sea la diferencia entre ambas.

Hay una gran variedad de circuitos de expansores de volumen, muchos

de los cuales se basan en el principio descripto, mientras que otros incorporan nuevos diseños. Citaremos como ejemplo de estos últimos un simple sistema, que coloca en la resistencia de placa del amplificador de tensión una lámpara de filamento metálico. Cuando la amplitud de la señal aumenta, aumenta la corriente que pasa por la lámpara, aumenta su resistencia por efecto del calentamiento mayor, y aumenta con ello la impedancia de placa de la válvula, con lo que se obtiene mayor amplificación. El inconveniente de este dispositivo es que si se varía la impedancia de carga de una válvula se produce distorsión, según se vió en párrafos anteriores.

Transformador de salida

El dimensionado del transformador de salida se hace en forma similar al de las etapas simples, con la salvedad de que en el primario del transformador para etapas simétricas siempre hay compensación del campo magnético producido por las corrientes continuas circulantes, por estar ambas en oposición de fase. En consecuencia, las fórmulas básicas vistas cambian sus coeficientes y la inducción máxima puede tomarse como 7.000 líneas por cm². Luego la sección transversal del núcleo se calcula con:

$$S = 10 \sqrt{\frac{W}{f_m}}$$

y el número de espiras del primario sale de:

$$N_1 = \frac{0{,}315\ E_c\ 10^8}{B_m\ f_m\ S}$$

donde las cantidades han sido explicadas anteriormente.

Ejemplo. Sea una etapa simétrica con dos válvulas 807 que trabajan con 750 V a 240 mA en placa. La carga de placa a placa es de 7.000 Ohm y el secundario carga sobre una línea de 500 Ohm. La frecuencia mínima a reproducir es de 50 c/s.

La sección del núcleo vale:

$$S = 10 \sqrt{\frac{750 \times 0{,}24}{50}} = 19\ \text{cm}^2$$

El número de espiras del primario:

$$N_1 = \frac{0{,}315 \times 750 \times 10^8}{7000 \times 50 \times 19} = 5000$$

Y en el secundario tendremos una cantidad:

$$N_2 = 5000 \sqrt{\frac{500}{7000}} = 1330$$

Con lo que prácticamente tenemos diseñado el transformador, pues conocemos la sección del núcleo de hierro y los números de espiras de ambos bobinados.

CAPITULO VIII

AMPLIFICACION DE RADIOFRECUENCIA

Se ha visto hasta ahora el funcionamiento de los amplificadores de audiofrecuencia. Si aumentamos imaginariamente la frecuencia de las señales, se llega a valores tales que ya no se obtienen beneficios con los núcleos de hierro en las inductancias, mientras que las capacidades se reducen a tal extremo que comienzan a tener influencia preponderante las capacidades residuales entre los conductores y entre los mismos y el chasis. Ello sucede cuando se pasa del millón de ciclos por segundo, y con mayor razón para las frecuencias mayores. La banda de frecuencias de las estaciones de radiodifusión, llamada de ondas largas, abarca desde 500.000 ciclos hasta 1.500.000 ciclos por segundo, o, como se acostumbra a utilizar unidades de frecuencia mayores, múltiplos de la expresada, desde 500 hasta 1.500 Kilociclos.

Las bandas de ondas cortas están comprendidas prácticamente entre 5.000 y 30.000 Kilociclos, o, pasando a la unidad inmediata mayor, de 5 hasta 30 Megaciclos por segundo. A tales frecuencias, las pérdidas en los núcleos de hierro por histéresis y por corrientes parásitas, sobre todo estas últimas que dependen del cuadrado de la frecuencia, adquieren valores intolerables, por lo que no se usan o se emplean los de polvo aglomerado.

AMPLIFICADORES DE TENSION

Dos etapas sucesivas amplificadoras de radiofrecuencia se pueden acoplar a resistencia y capacidad, en forma similar a lo que se vió para las etapas de audiofrecuencia, tal como se ve en el esquema de la figura 214, aunque ello es poco común.

La resistencia Z_a constituye la impedancia de carga del circuito de placa, debiendo tener un valor en correspondencia con la resistencia interna de la válvula V_1. El capacitor C impide la polarización positiva de la grilla de la válvula V_2, de la que R_g es la carga de grilla.

Los resistores R_c y los capacitores C_c forman el conjunto para polarizar la grilla de cada válvula, calculándoselos de la manera normal ya vista para amplificadores de audiofrecuencia. La diferencia que se nota en este caso

es que, como la frecuencia es mucho más elevada, el valor de la capacidad para ofrecer una reactancia 100 veces menor al paso de la corriente alter-

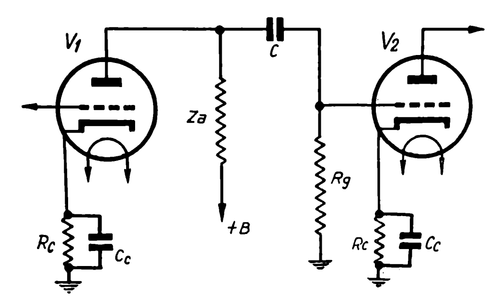


FIG. 214. — Amplificador de tensión en R.F. acoplado a resistencia y capacidad.

nada que la resistencia derivada resulta pequeña, generalmente menor de 0,1 μF, utilizándose capacitores de papel y no electrolíticos.

Otro tipo de acoplamiento más generalizado es a transformador, como se ve en la figura 215 y en el cual el primario y el secundario del transformador de acoplamiento están formados por bobinas sin núcleo, arrolladas

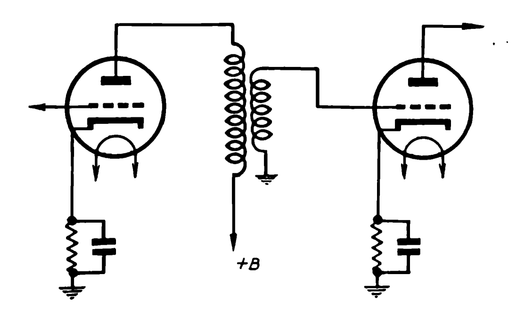


FIG. 215. — Amplificador de tensión en R.F. acoplado a transformador.

sobre una forma común y con un grado de acoplamiento nunca tan grande como en el caso de etapas de audiofrecuencia.

En realidad, pocas veces se encuentran etapas acopladas a transformador como las de la figura 215, puesto que el secundario, o el primario o los dos bobinados a la vez del transformador de acoplamiento son sintonizados, es decir, están en resonancia a una cierta frecuencia.

Transformador con primario sintonizado

Como generalmente se emplean pentodos en radiofrecuencia, el esquema de la figura 216 los incluye. El transformador de acoplamiento tiene su primario compuesto por la bobina y un capacitor fijo o variable en paralelo. Si es fijo, como sería el caso de un transmisor en el que no es usual variar continuamente la frecuencia, llevará un pequeño capacitor de compensación en paralelo, para ajustarlo al valor exacto que corresponde a la resonancia con la bobina a la frecuencia de trabajo.

La bobina tiene cierta resistencia óhmica, constituída por el valor de resistencia del alambre, contemplando el efecto pelicular, como se vió en

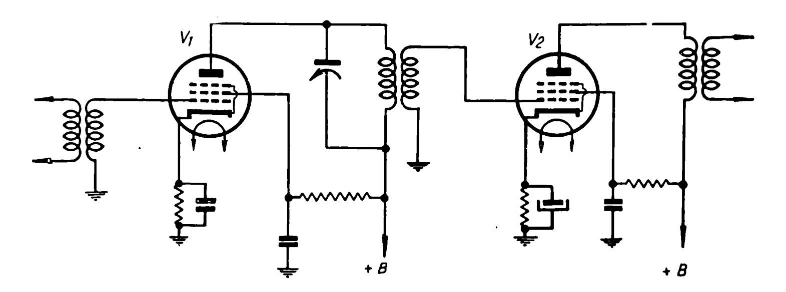


FIG. 216. — Acoplamiento a transformador con primario sintonizado.

su oportunidad. Se considera que esta resistencia está en serie con la bobina y el capacitor C en paralelo con el conjunto.

La impedancia que presenta el conjunto citado a la señal, con la frecuencia de trabajo, es lo que se denomina *resistencia dinámica del circuito*, constituye la carga de placa de la válvula V_1 y tiene por valor:

$$Z = \frac{L}{R\,C}$$

siendo R la resistencia óhmica de la bobina primaria del transformador de acoplamiento, que tiene a su vez una inductancia L en microhenry; C es la capacidad en microfarad; R y Z están dados en Ohm.

A veces no se conoce el valor de la resistencia y la inductancia de la bobina, siendo conocido, en cambio, el factor de mérito Q de la misma que es igual al cociente entre la reactancia inductiva y la resistencia óhmica:

$$Q = \frac{2\,\pi\,f\,L}{R} = \frac{\omega\,L}{R}$$

valor que, reemplazado en la fórmula que da la resistencia dinámica, permite obtener otra expresión de la misma, que es:

$$Z = \frac{Q}{2\pi f C} = \frac{Q}{\omega C}$$

en la que Q es el factor de mérito de la bobina; f la frecuencia en Megaciclos por segundo y C la capacidad en microfarad.

Como además, L y C están ligados entre sí con la frecuencia de trabajo por la fórmula de Thompson, que es la condición de resonancia de los circuitos sintonizados:

$$\lambda = 1885 \sqrt{L C}$$

en la que λ es la longitud de onda en metros y L y C están dados en microhenry y microfarad respectivamente, se tienen todos los datos para diseñar la etapa.

También podemos poner:

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

con L en μH; C en μF y f en Mc/s; ($\omega = 2\pi f$)

Los transformadores de acoplamiento pueden ser con núcleo de hierro pulverizado, que es la solución moderna al problema de la baja transferencia de energía con núcleos de aire, al mismo tiempo que se consigue mejorar el factor de mérito. Los valores más o menos comunes para Q son:

Transformadores de dos circuitos sintonizados	80
Transformadores con núcleo de hierro	150
Bobinas comunes sobre tubos de cartón	10
Las mismas, con núcleo de hierro	180
Bobinas para transmisión, hechas con caño de cobre	600
Las mismas, hechas con alambre grueso	400

La expresión que da Z en función de la capacidad puede modificarse si tomamos la expresión que da Z en función de L, R y C y la multiplicamos por la pulsación arriba y abajo, y luego reemplazamos la igualdad de resonancia:

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

con lo que se obtiene en seguida:

$$Z = \omega L Q = 2\pi f L Q$$

Expresión perfectamente equivalente a la que da Z en función de C. Las unidades son f en Mc/s; L en μH; Z en Ω.

Acoplamiento sintonizado sin transformador

Muchas veces se emplea en amplificadores de R.F. el acoplamiento que se ve en figura 217, en el cual la carga anódica de la primer válvula es un circuito resonante y el acoplamiento a la válvula siguiente es a resistencia y capacidad. Con los valores indicados en el esquema veamos cuál es la ganancia que se obtiene. En primer lugar podemos escribir el valor de la tensión de señal que se aplica a la segunda válvula, con datos de la primera:

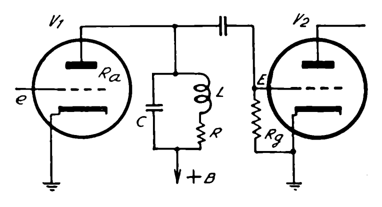


Fig. 217. — Caso particular del acoplamiento sintonizado.

$$E = \frac{\mu\, e\, Z_a}{R_a + Z_a}$$

pero el coeficiente de amplificación puede reemplazarse por el producto de la trasconductancia y la resistencia de ánodo $S_a\ R_a$, con lo que se obtiene, dividiendo ambas tensiones, de salida y de entrada, la amplificación de la etapa:

$$A = \frac{E}{e} = S_a \frac{R_a\ Z_a}{R_a + Z_a} = S_a\ Z_e$$

Donde indicamos con Z_e a la equivalente del paralelo que forma la impedancia dinámica de la carga con la resistencia anódica de la primer válvula. Además, como la segunda válvula presenta en paralelo una resistencia R_g, ella también entra en el paralelo.

Pero recordemos ahora algo visto en el capítulo II sobre el efecto de resistencias en paralelo con circuitos resonantes. Las mismas podían ser reemplazadas por resistencias en serie en la rama inductiva, siempre que sus valores sean:

$$r_a = \frac{L}{R_a\ C}$$

$$r_g = \frac{L}{R_g\ C}$$

de modo que es fácil efectuar esos reemplazos. Ahora bien, el factor Q de la bobina, por el efecto de esas resistencias agregadas, pasa a un nuevo valor Q':

$$Q' = \frac{\omega_0\ L}{R + r_a + r_g}$$

Y la ganancia de la etapa ya no será ωLQ sino:

$$A = S_a \ \omega_0 \ L \ Q'$$

Ejemplo: Sea una válvula 6C5 en el circuito de la figura 217, con los valores: $S_a = 2000$ micromho; $L = 250 \ \mu H$; $R_a = 10.000 \ \Omega$; $R_g = 1 \ M\Omega$; $Q = 50$ y $f_o = 5$ Mc/s. Se desea calcular la ganancia de la etapa:

Lo primero que podemos hacer es calcular la capacidad para resonancia, pues se conoce la frecuencia y la inductancia:

$$C = \frac{1}{\omega^2 L} = \frac{1}{(2 \pi 5 \times 10^6)^2 \times 250 \times 10^{-6}} = 16 \mu\mu F$$

Luego calculamos las resistencias equivalentes en serie de la anódica y de la grilla de la segunda válvula, para que intervengan en el valor real Q':

$$r_a = \frac{L}{R_a C} = \frac{250 \times 10^{-6}}{10000 \times 16 \times 10^{-12}} = 1560 \ \Omega$$

$$r_g = \frac{L}{R_g C} = \frac{250 \times 10^{-6}}{10^6 \times 16 \times 10^{-12}} = 15{,}6 \ \Omega$$

Además, calculamos la resistencia propia de la bobina:

$$R = \frac{\omega_o L}{Q} = \frac{2 \pi \times 5 \times 10^6 \times 250 \times 10^{-6}}{50} = 157 \ \Omega$$

Y ahora es fácil sacar el valor de Q':

$$Q' = \frac{\omega_o L}{R + r_a + r_g} = \frac{2 \pi \times 5 \times 10^6 \times 250 \times 10^{-6}}{157 + 1560 + 15{,}6} = 4{,}5$$

Y la ganancia de la etapa resulta:

$$A = S_a \ \omega_o \ L \ Q' = 2000 \times 10^{-6} \times 2 \pi \times 5 \times 10^6 \times 250 \times 10^{-6} \times 4{,}5 =$$

$$A = 70$$

Transformador con secundario sintonizado

La figura 218 da el esquema para este caso, que es el más común en receptores, mientras que el de placa sintonizada se emplea generalmente en transmisión. El capacitor variable está ahora en paralelo con la bobina secundaria del transformador de acoplamiento. El coeficiente de inducción mutua óptimo para el transformador es función de la resistencia

interna de la válvula V_1 y del secundario del transformador, su valor es:

$$M = \frac{\sqrt{R_a R}}{2\pi f_o}$$

tal como lo hemos deducido en el capítulo II y siendo las dos resistencias mencionadas medidas en Ohm; f_o la frecuencia en ciclos por segundo y

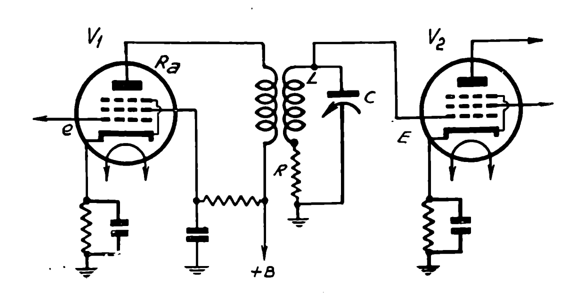


FIG. 218. — Acoplamiento a transformador con secundario sintonizado.

M la mutual en Henry. Si f_o se toma en Megaciclos, M resulta en microhenry. El coeficiente de amplificación efectivo de la etapa depende del coeficiente teórico de la válvula V_1 y del valor de inductancia del secundario del transformador, y se mide como el cociente entre la tensión aplicada a la grilla de la válvula V_2 dividida por la tensión de la misma señal aplicada a la grilla de la válvula V_1.

Su valor es:

$$A = \frac{\mu\, 2\, \pi\, f_o\, L}{2\sqrt{R_a R}}$$

En cuya expresión, f_o es la frecuencia de trabajo en Megaciclos: L la inductancia del secundario del transformador de acoplamiento, en microhenry; μ el coeficiente de amplificación de la válvula V_1, y las cantidades que están dentro de la raíz están explicadas más arriba. Como la frecuencia figura en el numerador, salta a la vista que para un valor dado de las características del transformador y de la válvula, las frecuencias más altas de una misma banda serán amplificadas en mayor grado que otras. Esto se observa fácilmente en la banda de ondas largas local.

El objeto de sintonizar el primario como en el caso anterior, o el secundario como en el caso presente, está en que la impedancia para las corrientes de la frecuencia deseada sea la máxima, con lo que la tensión

entre extremos del circuito resonante será máxima y la transferencia a las etapas siguientes será mayor para esa frecuencia y mucho menor para cualquiera otra frecuencia que no sea la de resonancia.

Cuando se obtiene una separación neta de la señal deseada, se dice que el circuito es selectivo. Para aumentar el grado de selectividad se pueden sintonizar a la vez el secundario y el primario del transformador de acoplamiento.

Ejemplo: Sea un amplificador de R.F. a secundario sintonizado. como el de la figura 218, con válvula 6K7, cuyos datos son: $\mu = 990$; $f_0 = 7$ Mc/s; $L = 4\ \mu H$; $R_a = 0{,}6\ M\Omega$ y $R = 0{,}5\ \Omega$. Se desea saber la ganancia real de la etapa. Aplicamos la última expresión:

$$A = \frac{990 \times 2\pi \times 7 \times 4}{2\sqrt{600.000 \times 0{,}5}} = 160$$

Transformador doble sintonizado

El esquema puede observarse en la figura 219. El transformador de acoplamiento tiene ahora un capacitor ajustable en el primario y otro en el secundario. Los dos circuitos están en resonancia a la frecuencia de trabajo.

Esto es muy usado en las etapas amplificadoras llamadas de *frecuencia intermedia* en los receptores superheterodinos, en los cuales el aco-

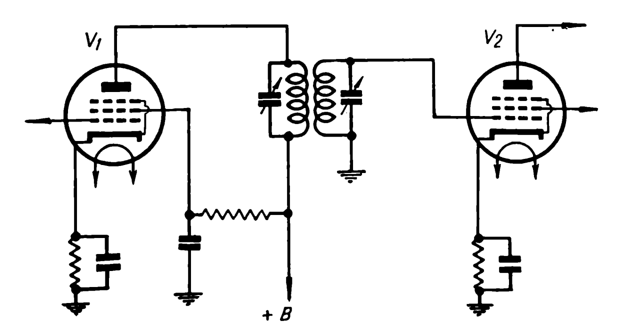


FIG. 219. — Acoplamiento con transformador doble sintonizado.

plamiento se sintoniza una vez al construir el equipo, quedando luego en ese ajuste durante el funcionamiento normal. Tales montajes se denominan también filtros *paso de banda*, porque presentan una impedancia máxima para una banda de frecuencias de ancho reducido, generalmente del orden de 10 kilociclos. Aumentando el grado de acoplamiento entre

el primario y el secundario se ensancha la banda de paso, y disminuyéndolo, es decir alejando ambas bobinas entre sí se la disminuye, haciéndose más selectivo el conjunto. Mediante dispositivos especiales, como ser resistencias o inductancias variables insertadas en serie con el bobinado secundario, se consigue variar a voluntad el ancho de banda pasante, lo que se denomina *selectividad variable.*

Algunos tipos de transformadores de doble sintonía incluyen un devanado auxiliar, sintonizado a su vez, con lo que la curva de selectividad se hace más rectangular, cosa que a veces se necesita.

El cálculo de la ganancia en los acoplamientos con transformador a doble sintonía resulta un laborioso proceso matemático, el cual puede ser simplificado si nos atenemos a las condiciones más comunes en la práctica, y a lo visto en el capítulo II. En efecto, los dos bobinados son iguales, de modo que:

$$L_1 = L_2 = L$$
$$R_1 = R_2 = R$$

Además, sabemos que el acoplamiento entre ellos no puede ser cualquiera sino que el valor óptimo del mismo, al cual le habíamos adjudicado la letra k era:

$$k = \frac{1}{Q}$$

Con esas premisas, la expresión de la ganancia de la etapa, dada en función de la trasconductancia de la primer válvula y de las condiciones del circuito es:

$$A = \frac{S_a \, \omega_o \, L}{2\,k}$$

en la cual S_a se puede tomar en micromho para f_o en Mc/s. Esta ganancia resulta únicamente cuando el acoplamiento es el óptimo, y representa la relación entre las tensiones de salida E aplicada a la grilla de la segunda válvula y la e de entrada a la grilla de la primera.

Ejemplo: Sea un transformador de frecuencia intermedia, común en los receptores modernos, aplicado a una válvula 6K7, con los siguientes datos: $f_o = 465$ Kc/s $= 0{,}465$ Mc/s; $S_a = 1450$ micromho; $L = 1$ mH y $k = 1{,}5\ \%$, o sea 0,015. Se desea saber la ganancia; se tiene:

$$A = \frac{1450 \times 2\,\pi \times 0{,}465 \times 1000}{2 \times 0{,}015} = 142$$

AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Tal como en el caso de audiofrecuencia, en la amplificación de R.F. se presenta el caso de requerirse potencia a la salida del amplificador, ya sea en el caso de los transmisores, para irradiar energía al espacio, o en otras aplicaciones industriales, para diversos fines. El estudio de la amplificación de potencia difiere del tratado en el capítulo anterior por el comportamiento de la carga y por poderse utilizar la clase C que no se empleaba en audio.

Veamos para comenzar, la figura 220 que muestra, en el gráfico de características grilla-placa de una válvula, la aplicación de tensiones de señal a la grilla de diferentes amplitudes y con diferentes polarizaciones para ese electrodo. Allí tenemos definidas las tres clases de amplificación A, B y C. En la amplificación clase A la placa trabaja durante todo el ciclo de la tensión de grilla y por consiguiente la polarización debe ser menor que la mitad de la tensión de corte, para que el pico positivo pueda pasar a la derecha del eje vertical. Esto es porque en R.F. generalmente se busca máximo rendimiento y la válvula requiere potencia de entrada, lo que sólo es posible si hay corriente de grilla, o sea que la grilla alcance tensiones positivas.

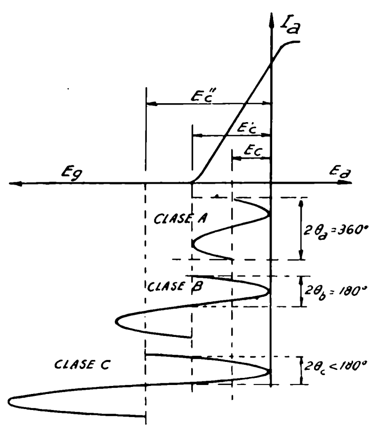


Fig. 220. — Amplificación de potencia en R.F. Las tres clases se reconocen por la polarización de grilla o por el ángulo de trabajo de la placa, consecuencia de lo anterior.

En la clase B la placa trabaja durante medio ciclo y la polarización coincide con el corte. En clase C la polarización crece mucho, dos a cuatro veces la tensión de corte, y la placa trabaja durante un ángulo menor de 180°. De la observación de la figura se destaca que para una misma válvula la tensión de señal a aplicar a la grilla será tanto mayor cuanto más negativa es E_c, pero ello se traduce en mayor potencia de salida, tal como veremos al estudiar en detalle los amplificadores de R. F. Al ángulo de trabajo lo llamamos 2θ.

Amplificación clase A

No hace falta aquí diferenciar los amplificadores con o sin corriente de grilla, como hicimos en A.F., porque generalmente tendremos corriente de grilla para tener potencia a la entrada. El esquema de un amplificador de potencia en clase A se da en la figura 221, donde la carga es un cir-

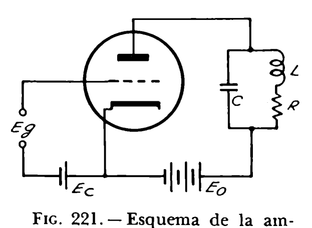


FIG. 221. — Esquema de la amplificación clase A de potencia en R.F.

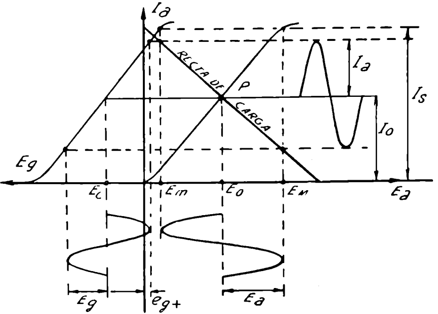


FIG. 222. — Gráfico de las tensiones de grilla y placa y corriente anódica en la amplificación clase A.

cuito sintonizado, que es lo usual, aunque para ciertas aplicaciones puede ser una resistencia pura, como es el caso de los equipos para aplicaciones térmicas de la R.F.

Para estudiar este amplificador veamos el gráfico de corrientes y tensiones de la figura 222. En primer lugar vemos que la tensión alterna de placa no puede llegar a un valor nulo, porque al haber inversión de fase respecto de la tensión de grilla, si las senoides que representan ambas tensiones se cruzaran, en un momento la grilla tendría una tensión positiva mayor que la placa y trabajaría como ánodo. La senoide de placa se obtiene por construcción gráfica mediante la recta que representa la resistencia de carga, la cual fué explicada en el capítulo anterior.

Si prescindimos de lo que acabamos de decir, podría tenerse un rendimiento máximo de 50 %, que se deduce de la siguiente manera. La potencia máxima de alterna será igual al semiproducto de las amplitudes de la corriente y la tensión alterna de placa, y la potencia absorbida por la válvula es el producto de las tensiones y corrientes continuas de placa. Luego:

$$\eta_{max} = \frac{E_a I_a}{2 E_o I_o} = 0,5 = 50 \%$$

puesto que los máximos valores alternos serían iguales a los de continua. Pero por las razones dadas más arriba ello no se puede lograr. Si por ejemplo, las amplitudes alternas no pasan del 90 % de los valores de

continua, el rendimiento máximo no supera el 40 %; ésta es una cifra aceptable para esta clase de amplificación.

En las válvulas de R.F. es muy común especificar la *potencia disipada*, que es la diferencia entre la absorbida y la útil entregada a la carga:

$$W_d = W_o - W = W_o (1 - \eta)$$

donde W_o es la potencia de continua, W la útil de alterna y W_d la disipada. Las fábricas especifican siempre la máxima potencia de disipación que admite cada válvula, pues como ella se transforma en calor la válvula debe soportarla. Si un circuito da por resultado una disipación mayor que la admitida deben rehacerse los cálculos.

Conocidas las constantes propias de cada válvula, como la transconductancia y el factor de amplificación, pueden determinarse las condiciones de trabajo en forma teórica. En efecto, del gráfico de la figura 222, en el cual se indica además la corriente de saturación de placa I_s que generalmente es dato de fábrica, y llamando φ a la relación

$$\varphi = \frac{E_a}{E_o} = 1 - \frac{E_m}{E_o}$$

o sea a la relación limitadora de la mínima tensión de alterna, que es a la vez limitadora de la máxima amplitud, se pueden establecer las siguientes expresiones:

En primer término, consideremos a la válvula en su circuito de grilla, deducido de la figura 222, prescindiendo del efecto de la placa. La tensión instantánea de grilla es igual a la tensión que le corresponde por el punto de trabajo en ese instante más la tensión de señal. Si esta última la consideramos en función de la tensión de señal anódica dividida por el factor de amplificación, se puede escribir:

$$E_g = e_g + \frac{E_a}{\mu}$$

Y como por el estudio del funcionamiento de los triodos, la corriente anódica puede darse en función de la tensión instantánea de grilla, tenemos:

$$\Delta I_a = S_a \Delta E_g$$

donde reemplazamos el valor de la tensión variacional de grilla:

$$I_a = S_a \left(e_g + \frac{E_a}{\mu} \right)$$

Ahora analicemos el caso particular planteado para la proximidad de las crestas de las tensiones instantáneas de ánodo y grilla. Para ese punto

tenemos que las tensiones instantáneas valen:

$$e_g = e_{g\,+} = E_m$$
$$E_a = E_m$$

Con lo que el valor de la corriente anódica se encuentra haciendo los reemplazos, pero ponemos para ella el valor I_s, pues para ese punto de trabajo tenemos la corriente anódica de saturación:

$$I_s = S_a \left(E_m + \frac{E_m}{\mu}\right) = S_a E_m \left(1 + \frac{1}{\mu}\right)$$

De este valor de la corriente de saturación es fácil deducir el valor de E_m y con él ir a la expresión de φ antes definida, con lo que se obtiene:

$$\varphi = 1 - \frac{I_s}{S_a E_o \left(1 + \frac{1}{\mu}\right)}$$

En seguida podemos determinar el valor de la polarización de grilla, pues cuando E_g alcanza el valor E_c la tensión instantánea de placa es E_o y la corriente anódica es I_o, con lo que tenemos:

$$I_o = S_a \left(E_c + \frac{E_o}{\mu}\right)$$

y de aquí:

$$E_c = \frac{I_o}{S_a} - \frac{E_o}{\mu}$$

Y por análogas consideraciones obtenemos la amplitud de la tensión de excitación en grilla:

$$E_g = \frac{I_o}{S_a} + \frac{\varphi\, E_o}{\mu}$$

Ejemplo. Supongamos una etapa amplificadora de R.F. en clase A con válvula R.C.A. 10 que tiene los siguientes datos: $S_a = 1600$ micromho; $\mu = 8$; $I_s = 60$ mA. La tensión anódica de alimentación es $E_o = 500$ V. Se desean calcular todos los valores correspondientes.

$$\varphi = 1 - \frac{60 \times 10^{-3}}{1{,}6 \times 10^{-3} \left(1 + \frac{1}{8}\right)} = 0{,}933$$

$$E_a = \varphi\, E_o = 0{,}933 \times 500 = 466 \text{ V}$$

$$I_a = \tfrac{1}{2}\, I_s = 30 \text{ mA}$$

$$Z_a = \frac{L}{RC} = \frac{E_a}{I_a} = \frac{470}{0{,}030} = 15.700\ \Omega$$

$$E_m = E_o - E_a = 500 - 466 = 34\ V$$

$$E_c = \frac{30}{1{,}6} - \frac{500}{8} = -44{,}2\ V$$

$$E_g = \frac{30}{1{,}6} + \frac{466}{8} = 77{,}5\ V$$

$$e_{g+} = 77{,}5 - 44{,}2 = 33{,}3\ V < E_m\ (34\ V)$$

$$W = \frac{1}{2}\, E_a\, I_a = \frac{460 \times 30}{2 \times 1000} = 7\ W$$

$$W_o = E_o\, I_o = 500 \times 0{,}03 = 15\ W$$

$$\eta = \frac{7}{15}\, 100 = 46{,}6\ \%$$

$$W_d = 15 - 7 = 8\ W$$

Amplificación clase B

Esta clase de amplificación ya ha sido definida, y en la misma la polarización de grilla lleva la válvula justo al corte de la corriente anódica, tal como se ve en la figura 223. La señal aplicada a la grilla tiene una amplitud que supera a E_c, tensión de corte, en una cantidad que hemos llamado e_{g+} y que, al igual que en la clase A, está limitada por el mínimo instantáneo de la tensión anódica E_m (fig. 222). La placa trabaja durante medio ciclo de la señal de grilla o sea que el ángulo de trabajo vale:

$$2\,\theta = 180^\circ \qquad \text{o sea} \qquad \theta = 90^\circ$$

Se hace notar que esta clase de amplificación, igual que para el caso de audiofrecuencia, se usa siempre con dos válvulas en disposición simétrica, por lo que el gráfico sólo muestra la mitad correspondiente a una válvula, siendo la otra mitad simétrica respecto de la que vemos en la figura 223. Si la impedancia de carga óptima para una válvula es Z_a, la impedancia de la carga simétrica, de extremo a extremo será:

$$Z_{pp} = 4\, Z_a$$

tal como fué deducido para audiofrecuencia, y como lo vemos en la figura 224. La bobina del *tanque* de salida tiene una derivación central y

el capacitor variable de sintonía es doble, de *estator dividido*, pudiendo conectarse el centro eléctrico del mismo a la derivación de la bobina, como se ve en la figura, o a masa, en cuyo caso entre esa derivación y masa va un

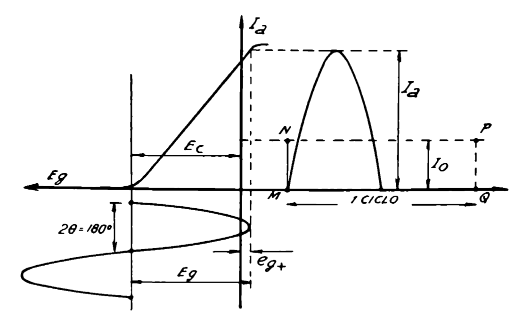


Fig. 223. — Amplificación clase B considerando una sola válvula. La otra tiene un gráfico similar invertido.

buen capacitor de paso de R.F. La carga conectada en el secundario del tanque debe reflejar sobre el primario la impedancia Z_{pp}. Esa carga puede ser una antena, en el caso de transmisores, u otro elemento de carga.

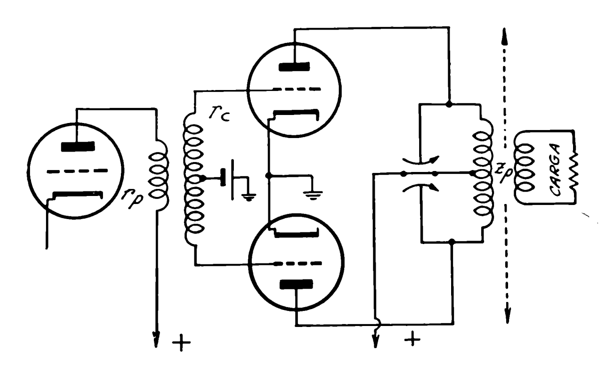


Fig. 224. — Etapa amplificadora clase B con dos válvulas en disposición simétrica.

La corriente anódica afecta la forma de onda que vemos en la figura 223, o sea que tiene solo media senoide por ciclo y por válvula. La corriente continua anódica, sin señal, es teóricamente nula, y con señal puede ser calculada, pues se trata de hacer un rectángulo MNPQ que tenga

la misma área que la media senoide. Ese rectángulo tiene por altura el valor I_0 y por Electrotecnia sabemos que será la mitad del valor medio que se calcula para medio ciclo, pues durante el medio ciclo en que no hay corriente tenemos un valor nulo, y el promedio para todo el ciclo será:

$$I_0 = \frac{I_a}{\pi}$$

Veamos ahora cuál es el *rendimiento* para esta clase de amplificación. La potencia de salida es el semiproducto de las amplitudes de la corriente y la tensión de alterna. Tomaremos las potencias para dos válvulas pues siempre las hay en este montaje. La de salida vale:

$$W = \frac{E_a\, I_a}{2}$$

Ya que una válvula da el medio ciclo superior y la otra el inferior.

La potencia absorbida o de alimentación vale $E_0\, I_0$, pero ambos valores pueden ser reemplazados por sus equivalentes, ya conocidos:

$$W_0 = \frac{2\, E_0\, I_a}{\pi} = \frac{2\, E_a\, I_a}{\pi\, \varphi}$$

Siendo φ el factor de recubrimiento de tensión anódica definido para amplificación clase A. El factor 2 sale de haber tomado las dos válvulas, multiplicando I_0 directamente por 2.

El rendimiento es el cociente entre esas dos potencias, y para determinarlo hay que conocer el valor práctico del recubrimiento, que oscila entre 0,8 y 0,9. Prudentemente tomamos el menor y obtenemos:

$$\eta = \frac{W}{W_0} = 0{,}60 = 60\ \%$$

Gráficos típicos de la clase B

En los cálculos de amplificadores de potencia para R.F. es muy común acudir a gráficos que corresponden a cada tipo de válvula, puesto que el funcionamiento de la misma no responde a leyes puramente teóricas. En el caso de la clase B se emplean las hipérbolas de potencias de salida y de disipación constantes, que son de gran utilidad.

Veamos primero la de *salida constante*, representada en la figura 225. Si tomamos la expresión de la potencia de salida como el semiproducto de las amplitudes de la tensión y las corrientes anódicas, en sus valores de alterna, vemos que haciéndolos variar de tal modo que W sea constante se tiene la ecuación matemática de una hipérbola. Los puntos como los P, Q, etc., están sobre una curva de esa naturaleza, y si tomamos otro valor de la

potencia de salida tendremos otra hipérbola. La unión de cada punto de la hipérbola con el que corresponde a E_0 da rectas que representan las impedancias de carga para cada punto de trabajo. Ya sabemos que la inclinación de esa recta determina un ángulo con la vertical, cuya tangente trigonométrica es el valor de la impedancia de carga, tal como lo vimos para audiofrecuencia en el capítulo anterior.

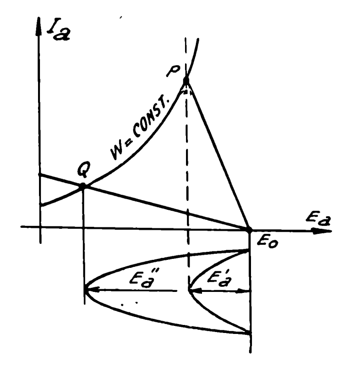


FIG. 225. — Hipérbola de potencia de salida constante.

FIG. 226. — Hipérbola de potencia de disipación constante.

Veamos ahora la hipérbola de *disipación constante* representada en la figura 226. Escribamos la expresión de la potencia de disipación, que sabemos es la diferencia entre la absorbida y la útil:

$$W_d = W_o - W$$

Ahora bien, para dos válvulas como corresponde a clase B, ya hemos escrito los valores de esas dos potencias, de modo que reemplazando y sacando factor común la semicorriente anódica se tiene:

$$W_d = \frac{I_a}{2}\left(\frac{4}{\pi}E_o - E_a\right)$$

Y como el primer término dentro del paréntesis es una constante, si tomamos valores fijos de la disipación, la expresión anterior es la ecuación de una hipérbola cuya asíntota vertical está desplazada hacia la izquierda del eje vertical de un valor 1,27 E_0, tal como lo vemos en la figura 226. Para el uso de estas curvas de disipación constante se toma como eje vertical el desplazado hacia la izquierda, de modo que las tensiones alternas se miden desde el eje nuevo, punteado en la figura 226.

Para cada válvula pueden trazarse en un mismo gráfico de funcionamiento anódico las dos familias de hipérbolas, tal como se ve en la

figura 227. Cada punto de trabajo está dado por la intersección de dos hipérbolas, cuya suma de valores da la potencia de alimentación, como es evidente. Este gráfico corresponde a una válvula determinada, y cada válvula cuenta con gráficos similares que permiten al proyectista calcular

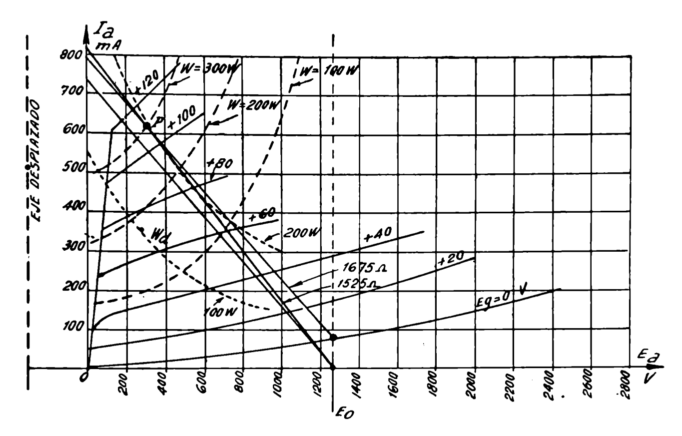


Fig. 227. — Gráfico para cálculo de amplificadores clase B correspondiente a la válvula R.C.A. 805.

rápidamente todos los valores de una etapa amplificadora clase B para radiofrecuencia. Como ya se ha dicho, la unión de un punto de trabajo como el P con el punto correspondiente a la tensión continua permite trazar la recta de carga.

Todavía vemos en el gráfico de la figura 227 otras curvas, que son las característica corriente de placa—tensión anódica, con la tensión instantánea positiva de grilla tomada como constante. Estas curvas pueden estar en el mismo gráfico o en uno separado. La fábrica suministra una familia de curvas similares a éstas que dan la corriente de grilla en función de la tensión anódica. Se llaman *características mutuas* y tienen el aspecto que se ve en la figura 228. Su utilidad es evidente, pues encontrado el punto de trabajo como el P, vemos que para ese punto hay una tensión positiva de grilla e_{g+} dada, (110 V) y que a ese punto corresponde una corriente de grilla leída en el eje vertical, también dada (125 mA). De inmediato se determina cuál es la potencia necesaria para la grilla o sea la *potencia de excitación*, según las leyes de la Electrotecnia:

$$W_g = \frac{e_{g+} \; I_g}{2}$$

potencia que en el caso del punto P señalado en la figura 228 resulta 6,87 Watt. Esta potencia en la práctica debe ser aumentada porque la impedancia de grilla es muy variable, ya que pasa de valores infinitos, para ausencia de corriente de grilla, a valores finitos para tensión positiva en ese electrodo. En la figura 224 se había indicado la carga de grilla relacionada con la carga anódica de la válvula excitadora. Sabemos que la relación de espiras del transformador de acoplamiento debe ser tal que:

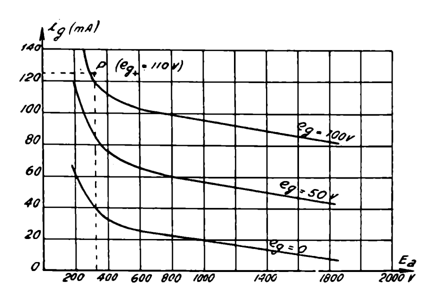


FIG. 228. — Características mutuas de una válvula.

$$r_c = k^2 \, r_p$$

Y como conviene que r_c sea pequeña para que no haya caída de tensión en el transformador, se elige el factor k menor que la unidad y se trata de colocar válvulas excitadoras de baja amplificación y alta tensión anódica, para que tengan un valor r_p bajo.

Ejemplo. Calcularemos un amplificador clase B con dos válvulas 805 para aprovechar el gráfico de la figura 227. Se toma $E_0 = 1250$ V y se elije el punto de trabajo P para el cual la salida es 300 W y la disipación 200 W. La potencia de alimentación será de 500 W, suma de las anteriores. La recta de carga tiene una pendiente que da 1525 Ohm, obtenida por el cociente entre la tensión continua dada y la corriente que se lee en el eje vertical donde esa recta lo corta. También puede determinarse por la tangente del ángulo que la recta forma con la vertical.

El rendimiento del amplificador resulta:

$$\eta = \frac{300}{500} = 0{,}6 = 60\ \%$$

La corriente anódica con máxima señal es:

$$I_0 = \frac{500}{1250} = 0{,}4\ \text{A} = 400\ \text{mA}$$

La potencia de excitación en grilla ya la habíamos determinado más arriba, por el semiproducto entre la tensión positiva de grilla 100 V y la corriente de grilla 125 mA, y resultó aprox. 7 W. Suponemos que las curvas de la figura 228 corresponden a la misma válvula.

Es común trabajar los amplificadores clase B con tensión de grilla nula, como lo dijimos en amplificación de audio, y en este caso el punto

está dado por la intersección de la vertical sobre E_0 y la curva de 0 Volt en grilla. Uniendo este punto con el P (figura 227) se tiene una recta de carga que da un valor de 1675 Ω en lugar de los 1525 anteriores. La impedancia de placa a placa vale:

$$Z_{pp} = 4 \times 1675 = 6700\ \Omega$$

La tensión de cresta de grilla a grilla será de:

$$2 \times 110 = 220\ V$$

Veamos el excitador. Se adopta un transformador de relación 1,5:1 con lo que $k = 0{,}66$. Como la resistencia de grilla vale:

$$r_c = \frac{e_{g+}}{I_g} = \frac{110}{0{,}125} = 880\ \Omega$$

tendremos reflejada sobre el primario una carga de:

$$r_p = \frac{r_c}{k^2} = \frac{880}{(0{,}66)^2} = 2.000\ \Omega$$

con cuyo valor debe ser diseñado el excitador. Téngase en cuenta que esta carga es el valor mínimo de carga anódica, pues cuando la corriente de grilla es nula el secundario trabaja a circuito abierto y la impedancia del primario es la propia del bobinado.

Amplificación clase C

En la amplificación clase C la tensión de polarización de grilla se lleva mucho más allá del corte, 2 a 4 veces, y entonces el ángulo de trabajo es menor que 180° para la corriente anódica:

$$2\,\theta = 120° \text{ a } 150° \qquad \text{o sea} \qquad \theta = 68° \text{ a } 75°$$

La figura 229 nos da el circuito teórico de la amplificación clase C, cuyo funcionamiento vemos en la figura 230. La corriente anódica fluye durante menos de medio ciclo y como hay una sola válvula no podemos completar el ciclo. Esa corriente admite un análisis armónico, obteniéndose una onda fundamental de amplitud I_1 que es la mitad de la amplitud máxima I_a y la corriente continua es la altura del rectángulo cuya abscisa corresponde a un ciclo entero y cuya área es la encerrada

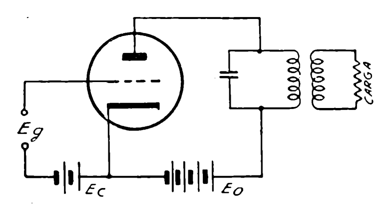


FIG. 229. — Esquema teórico de la amplificación clase C.

por la curva llena de la corriente anódica. Resulta una corriente menor que para clase B. La cresta positiva de grilla se toma:

$$e_{g+} = 0{,}8\ E_m$$

o sea el 80 % del valor más bajo de la tensión alterna de placa, para estar a cubierto de recubrimientos que harían trabajar a la grilla como ánodo.

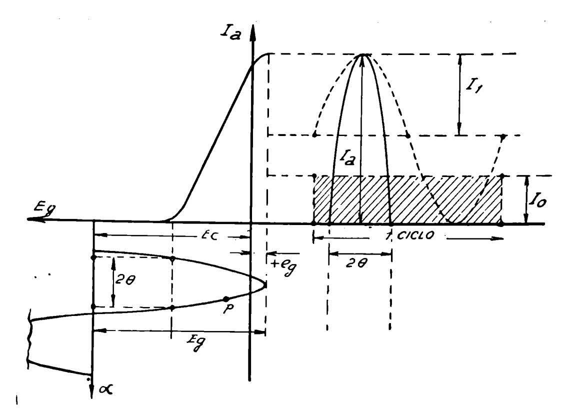


FIG. 230. — Mecanismo de la amplificación clase C en radiofrecuencia.

La forma de onda obtenida en clase C permite deducir un alto contenido de armónicas, que hace aptos estos amplificadores para trabajar como dobladores, triplicadores, etc., de frecuencia.

Muchas veces la polarización de grilla en válvulas amplificadoras clase C se da por medio de un resistor R_c (figura 231) que aprovecha la circulación de corriente continua de grilla para provocar una caída de tensión. El valor de la resistencia del mismo se determina por:

$$R_c = \frac{E_c}{I_c}$$

Pero debe tenerse presente que la corriente de grilla será el valor medio durante un ciclo, y tenemos que obtenerla en forma similar a lo que hicimos para la placa. En la figura 232 se ha tomado la corriente de grilla que circula solamente mientras la tensión de grilla toma valores positivos. Durante ese lapso se tiene una curva que encierra con el eje horizontal un área. Construyendo el rectángulo de igual área y con base de un ciclo entero, la altura del mismo es la corriente media I_c que nos permite determinar la resistencia de polarización de grilla.

La impedancia de carga anódica está dada por el cociente entre la tensión alterna y la corriente alterna. Para la primera se tomará la amplitud y para la segunda la amplitud de la componente fundamental I_1. Tenemos:

$$Z_a = \frac{E_a}{I_1} = \frac{R}{LC}$$

donde el último término se ha puesto como corresponde a un circuito resonante, como lo es la carga del amplificador.

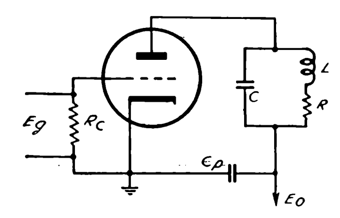


Fig. 231. — Polarización de grilla mediante una resistencia. El capacitor Cp sirve de retorno a la señal de R.F.

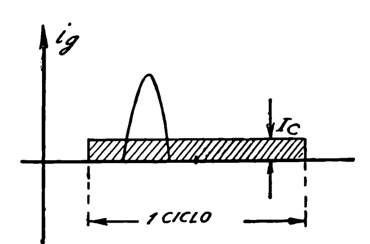


Fig. 232. — Determinación de la corriente media de grilla.

Veamos el rendimiento del amplificador clase C. La potencia de salida será el semiproducto de la tensión y la corriente de señal, tomando la componente fundamental para la segunda:

$$W = \frac{E_a I_1}{2}$$

Donde el valor de la tensión de alterna es:

$$E_a = E_o - E_m$$

como ya lo sabíamos del gráfico de la figura 222. La potencia absorbida siempre vale:

$$W_o = E_o I_o$$

y para determinar el rendimiento no hay más que dividir ambas expresiones, pero reemplazando en la primera la tensión E_a por su equivalente;

$$\eta = \frac{I_1 (E_o - E_m)}{2 E_o I_o}$$

pero el paréntesis es igual al producto del factor de recubrimiento por E_o, o sea que se tiene:

$$\eta = \frac{\varphi\, I_1}{2\, I_o}$$

Y como en la práctica se toma generalmente $\varphi = 0{,}8$ y la corriente alterna fundamental puede tener una amplitud doble del valor de la continua (ver gráfico de la figura 230) resulta para el rendimiento una cifra posible de:

$$\eta = 0{,}8 = 80\ \%$$

cifra no alcanzada por otras clases de amplificación y que justifica la gran difusión de este tipo de amplificadores.

Gráficos típicos de la clase C

Es posible obtener curvas que dan las tensiones de grilla para diferentes tensiones anódicas, de dos tipos diferentes. En unos mantenemos para cada curva la corriente de placa constante, y son las curvas llenas de la figura 233. Para las otras curvas, las punteadas, mantenemos la corriente de grilla constante. Las fábricas las entregan, pero en caso contrario pueden ser determinadas experimentalmente. Estas curvas permiten determinar las alturas de los rectángulos equivalentes de las figuras 230 y 232, mediante un procedimiento que explicaremos de inmediato.

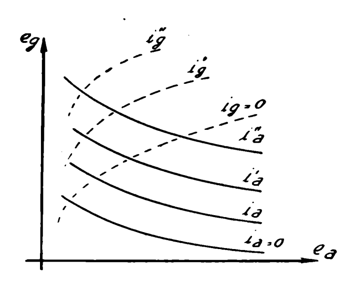


FIG. 233. — Gráfico de la clase C que relaciona entre sí las tensiones de placa y de grilla.

Veamos la figura 234, que representa una curva que da las corrientes instantáneas durante un lapso menor que medio ciclo. Si dividimos el gráfico en franjas verticales y hallamos el área de los trapecios que se forman, suponiendo rectos los trozos de curva que los limitan por la parte superior, sumamos todos esos trapecios y dividimos por la base del rectángulo mayor, tendremos la corriente media durante el ciclo completo. En la horizontal se toman los ángulos en radianes, puesto que debe hacerse con ellos una operación algebraica. El mismo procedimiento puede aplicarse a la placa y a la grilla para determinar la corriente continua. Para la placa es posible calcular también la amplitud de la fundamental I_1 que necesitamos conocer. Pero veamos el valor resultante. Comencemos por el rectángulo cuya altura es I_o.

Cada trapecio tiene por base una fracción angular $\Delta\,\alpha$, y por altura un valor de la intensidad instantánea i con un subíndice que corresponde a su posición. En la sumatoria aparecerá una sola vez i_o y dos veces todas

las demás ordenadas, si se considera solamente la mitad de la curva pues es simétrica. Cada trapecio está dado por:

$$s = \frac{i_1 + i_2}{2} \Delta \alpha$$

La suma de todas esas áreas debe multiplicarse por 2 para tener las dos mitades de la curva, y se obtiene:

$$S = 2 \Delta \alpha \left(\frac{i_o}{2} + i_1 + i_2 + i_3 \ldots\ldots\right)$$

Ahora bien, en la práctica se toman intervalos angulares de 10° que en radianes valen:

$$\Delta \alpha = \frac{2 \pi}{36}$$

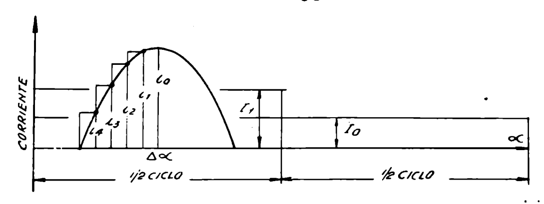


FIG. 234. — Método para la determinación del área del rectángulo equivalente.

Y dividiendo ese área por la abscisa de todo el rectángulo largo, 2π, tendremos el valor de la corriente I_o:

$$I_o = \frac{1}{18} \left(\frac{i_o}{2} + i_1 + i_2 + \ldots\ldots\right)$$

Para la amplitud de la fundamental anódica podríamos hacer análogas consideraciones y llegamos a la expresión:

$$I_1 = \frac{1}{9} \left(\frac{i_o}{2} \cos \alpha_o + i_1 \cos \alpha_1 + i_2 \cos \alpha_2 \ldots\right)$$

Y para la amplitud de la señal en grilla tenemos, si las letras i las tomamos para grilla:

$$I_g = \frac{1}{9} \left(\frac{i_{og}}{2} \cos a_o + i_{1g} \cos a_1 + i_{2g} \cos a_2 \ldots.\right)$$

Determinemos ahora los valores instantáneos de las tensiones alternas

de placa y de grilla. Volvamos a la figura 230 y para un punto cualquiera como el P la tensión instantánea de grilla es:

$$e_g = -E_c + E_g \cos \alpha$$

siendo α el ángulo que corre desde 0 hasta 2 π para un ciclo. Para la placa la tensión instantánea vale:

$$e_a = E_o - E_a \cos \alpha$$

por las mismas consideraciones anteriores. Las dos expresiones pueden ser modificadas un poco para hacerlas más cómodas para los cálculos:

$$e_g = -E_c + (E_c + e_{g_+}) \cos \alpha$$

$$e_a = E_o - (E_o - E_m) \cos \alpha$$

Ahora bien, para cada valor de α, tomado de 10° en 10° obtenemos valores de las tensiones instantáneas de placa y grilla, las cuales en las curvas de corriente constante como las de la figura 233 permiten encontrar puntos por los que pasan curvas de i_a e i_g, las cuales dan los valores de esas corrientes, que reemplazados en las ecuaciones de I_o e I_1 nos permitirán determinar sus valores, tanto para placa como para grilla.

Veamos ahora cómo se determina teóricamente la tensión de polarización de grilla para un dado ángulo de trabajo θ (obsérvese que tomamos el ángulo mitad por ser simétrica la curva). El corte de la corriente anódica ocurre para una tensión de grilla:

$$e_g = -\frac{e_a}{\mu}$$

la que puede escribirse:

$$e_a = -e_g \mu$$

Y si ahora reemplazamos las dos ecuaciones que dan las tensiones instantáneas vistas más arriba en esta última expresión tenemos:

$$E_o - (E_o - E_m) \cos \alpha = \mu E_c - \mu (E_c + e_{g_+}) \cos \alpha$$

Expresión en la cual se puede despejar el valor de E_c, y se pone θ en vez de α, por interesar el punto de trabajo para ese valor del ángulo. Resulta:

$$E_c = \frac{E_o (1 - \cos \theta) + (E_m + \mu e_{g_+}) \cos \theta}{\mu (1 - \cos \theta)}$$

Ejemplo: Tomemos la misma válvula de los ejemplos anteriores para poder establecer comparaciones. Sea una 805 R.C.A., cuyas curvas de corriente constante tenemos en la figura 235. Calculemos una etapa en clase C con los siguientes datos: $E_o = 1250$ V; $E_m = 250$ V; $e_{g+} = 100$ V;

ángulo de trabajo $\theta = 60°$. Nótese que tomamos la mitad del ángulo total de trabajo por la simetría de las curvas. El ángulo total de trabajo de placa es entonces 120°. El valor $\mu = 45$ (de fábrica).

El primer paso es calcular la polarización de grilla para el ángulo de 60° que tenemos:

$$-E_c = \frac{1250\,(1 - 0{,}5) + (250 + 45 \times 250)\,0{,}5}{45\,(1 - 0{,}5)} = -280 \text{ V}$$

FIG. 235. — Curvas de corriente constante para la válvula R.C.A. 805.

Las dos ecuaciones de las tensiones para las curvas de corriente constante son ahora:

$$e_a = 1250 - 1000 \cos \alpha$$

$$e_g = -280 + 380 \cos \alpha$$

y dando valores a α cada 10° se confecciona el siguiente cuadro:

α	0°	10°	20°	30°	40°	50°	60°
cos α	1	0,985	0,94	0,866	0,766	0,643	0,5
e_a	250	265	310	384	484	607	750
e_g	100	95	77	49	11	—35	—90
i_a	500	470	400	230	40	0	0
i_a cos α	500	462	375	200	31	0	0
i_g	105	100	70	20	0	0	0
i_g cos α	105	98,5	65,8	17,3	0	0	0

Y con los valores del cuadro, cuyas líneas de i_a e i_g fueron obtenidas de la figura 235, se calculan las corrientes continuas de placa y grilla, la amplitud de la fundamental anódica y de la señal en grilla:

$$I_1 = \frac{1}{9} (250 + 462 + 375 + 200 + 31) = 146 \text{ mA}$$

$$I_o = \frac{1}{18} (250 + 470 + 400 + 230 + 40) = 77 \text{ mA}$$

$$I_c = \frac{1}{18} (52{,}5 + 100 + 70 + 20) = 13{,}5 \text{ mA}$$

$$I_g = \frac{1}{9} (52{,}5 + 98{,}5 + 65{,}8 + 17{,}3) = 26 \text{ mA}$$

Ahora pasamos a calcular el amplificador, con los datos ya obtenidos:

Amplitudes:

$$E_a = E_o - E_m = 1250 - 250 = 1000 \text{ V}$$

$$E_g = E_c + e_{g_+} = 280 + 100 = 380 \text{ V}$$

$$I_a = 146 \text{ mA}$$

$$I_g = 26 \text{ mA}$$

Potencia de alimentación en grilla:

$$W_c = E_c I_c = 280 \frac{13{,}5}{1000} = 3{,}8 \text{ W}$$

Potencia de salida:

$$W = \frac{1}{2} E_a I_1 = \frac{1}{2} 1000 \frac{146}{1000} = 73 \text{ W}$$

Potencia absorbida:

$$W_o = E_o I_o = 1250 \frac{77}{1000} = 96 \text{ W}$$

Potencia disipada:

$$W_d = W_o - W = 96 - 73 = 23 \text{ W}$$

Rendimiento:

$$\eta = \frac{W}{W_o} = \frac{73}{96} = 0{,}76 = 76 \%$$

Potencia de excitación:

$$W_g = \frac{1}{2} E_g I_g = \frac{1}{2} 380 \frac{26}{1000} = 5 \text{ W}$$

Impedancias:

$$Z_a = \frac{E_a}{I_a} = \frac{1000}{0{,}146} = 6850 \ \Omega$$

$$r_g = \frac{e_g +}{I_g} = \frac{100}{0{,}024} = 4000 \ \Omega$$

Resistencia de polarización de grilla:

$$R_c = \frac{E_c}{I_c} = \frac{280}{0{,}0135} = 20.800 \ \Omega$$

Neutralización

La capacidad existente entre la grilla y la placa de un triodo provoca realimentación de la válvula y ésta comienza a oscilar. Para evitar el inconveniente hay que provocar una realimentación de carácter negativo, es decir, inyectar a la grilla una tensión igual a la que puede provenir

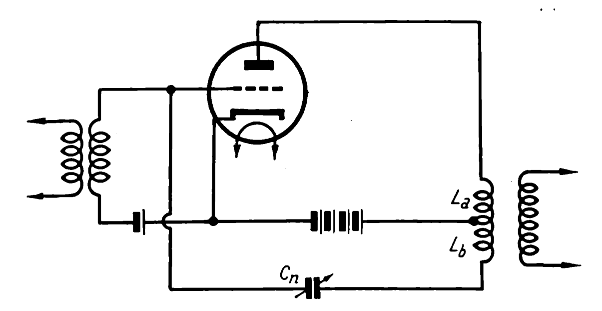


FIG. 236. — Circuito de neutralización por placa.

del acoplamiento por la capacidad propia, pero defasada 180 grados respecto de ella.

Se puede utilizar el circuito de la figura 236, en el que mediante un capacitor C_n, llamado *de neutralización*, se toma parte de la tensión del circuito anódico, que guarda un defasaje de media onda con respecto al de grilla, y se conecta a este último electrodo. El capacitor C_n debe ser

igual a la capacidad grilla-placa de la válvula, por lo que se construyen variables, a efectos de ajustarlos *in situ*.

En circuitos dobladores de frecuencia que trabajan en clase C, no hace falta la neutralización, porque no se puede producir realimentación, desde que las señales de grilla y de placa no tienen igual frecuencia. En efecto, el circuito de placa se halla sintonizado a doble frecuencia que el de grilla, de modo que la posible tensión de reinyección no encuentra un circuito sintonizado a su frecuencia, y se elimina.

Los pentodos, con su menor capacidad grilla-placa tampoco necesitan neutralización, y ello explica la preferencia de que goza este tipo de válvulas en los transmisores de potencia reducida. La incomodidad del capacitor de neutralización estriba en que si se desea variar la frecuencia de trabajo, cosa corriente en transmisiones de aficionados, se debe cambiar el ajuste de dicho capacitor y así cada vez que se cambie de frecuencia, o de válvula.

Si las dos partes de la bobina de placa no son iguales, el capacitor de neutralización no debe ser igual a la capacidad grilla-placa de la válvula, sino que debe estar en la relación:

$$\frac{L_a}{L_b} = \frac{C_n}{C_{g-p}}$$

en la que las dos inductancias de las dos secciones de la bobina de placa deben estar medidas en la misma unidad y pueden ser reemplazadas, apro-

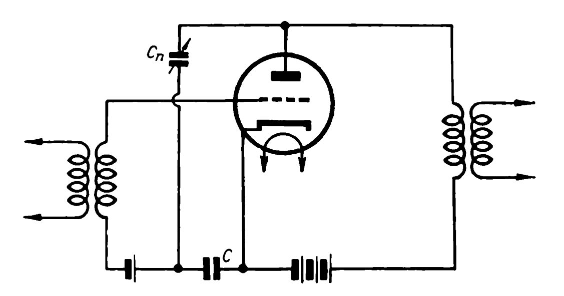


Fig. 237. — Circuito de neutralización por grilla.

ximadamente, por los cuadrados de los respectivos números de espiras, si están construídos sobre la misma forma y simétricos. Las dos capacidades deben tomarse también en la misma unidad.

Debe tenerse en cuenta la capacidad distribuída de la parte de bobina que pertenece al circuito de neutralización, por lo que el ajuste de C_n debe ser hecho cuando la etapa trabaja en condiciones normales. Hay

que hacer notar que la placa del capacitor de neutralización que queda unida a la bobina está bajo tensión continua, casi siempre muy elevada, por lo que se la debe colocar en lugares lejos del alcance de la mano y maniobrar sobre la otra placa.

Si se quiere evitar la doble bobina del circuito de placa, se puede emplear el montaje de la figura 237, en la que se emplean dos capacitores, el C_n de neutralización propiamente dicho, y el C fijo, en el circuito de grilla. Los dos capacitores mencionados deben tener sus valores relacionados entre sí en la misma forma que lo están la capacidad grilla-placa y la capacidad grilla-cátodo (o grilla-filamento), es decir:

$$\frac{C_n}{C} = \frac{C_{g-p}}{C_{g-c}}$$

en cuyas relaciones todas las capacidades deben tomarse en la misma unidad, sea ella microfarad o micro-microfarad. Un valor usual para C es de 0,0001 μF.

Más adelante, en el estudio de circuitos transmisores nos ocuparemos de este tema, pues veremos que la neutralización puede hacerse también por vía inductiva.

CAPITULO IX

GENERACION DE SEÑALES — OSCILADORES

La producción de señales en radiocomunicaciones se hace con fines muy variados, como son los de emitirlas al espacio, en los transmisores; la de emplearlas como patrones en medidas; mezclarlas con las captadas para obtener ventajas en la selectividad, en los receptores; utilizarlas en medicina con efectos terapéuticos, cauterizantes, etc.; e invadiendo otros terrenos, para usos industriales y otros que sería largo describir.

La forma de utilizar prácticamente las señales producidas corresponde a los capítulos que traten los temas enumerados, limitándose el presente a la descripción de los sistemas para producirlas.

Un generador de señales se denomina *oscilador* y según la frecuencia de la corriente alterna producida, pues ya sabemos que las señales no son otra cosa que corrientes alternadas de frecuencias mayores que las de uso industrial se los agrupa en: osciladores de audio o de radiofrecuencia.

Para describir el funcionamiento, observemos la figura 238. Representa un circuito en paralelo formado por un capacitor y una bobina, alimentados también en paralelo por una batería, habiéndose insertado en serie un interruptor. Cerrando éste, comienza a establecerse una circulación de corriente en el circuito, y, de acuerdo con las reglas formales de la Electrotecnia, se cargará el capacitor previamente a la circulación de corriente por la bobina, debido al retardo de tiempo que se produce entre la intensidad y la tensión aplicada a una inductancia cuando hay lugar a fenómenos de autoinducción. (En este caso, al establecerse la corriente en el circuito, la misma resulta creciente, el campo magnético es variable y se producen fenómenos de autoinducción.)

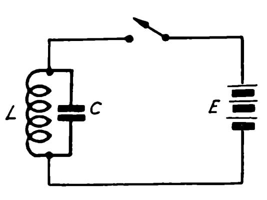


FIG. 238. — Principio básico de un oscilador.

Si una vez cargado el capacitor abrimos el interruptor exterior, se producirá el siguiente proceso:

El capacitor cargado se encuentra conectado a circuito cerrado sobre

los bornes de la bobina, luego se descargará sobre ella dando lugar a una corriente variable de valor decreciente, que, a su vez, origina fenómenos de autoinducción, por lo que aparecerá entre extremos de la bobina una f.e.m. autoinducida, que se encargará de cargar nuevamente al capacitor. Al estar éste cargado, comienza nuevamente el ciclo del proceso, que se repetiría indefinidamente bajo ciertas condiciones si no mediaran circunstancias conspirantes.

Por de pronto, la bobina tiene resistencia óhmica que absorbe energía en forma de calor disipado; el capacitor tiene en su dieléctrico una resistencia de fuga con el mismo efecto anterior. Todo esto va absorbiendo energía del circuito, por lo que el fenómeno se va amortiguando paulatinamente hasta desaparecer.

Además, las condiciones de que hablamos son: las características propias de la bobina y del capacitor no pueden ser cualesquiera, porque la primera debe estar en condiciones de producir una f.e.m. de autoinducción capaz de cargar totalmente el capacitor, y éste, al descargarse sobre el circuito, debe poder hacer circular la corriente necesaria para que la bobina cumpla con la condición fijada. Estas condiciones mutuas están dadas por la llamada *relación de resonancia*, pues cuando el circuito tiene características tales que cumple estrictamente con lo pedido, se dice que está en resonancia.

La condición citada se debe cumplir, si se fija de antemano la frecuencia o rapidez con que deben realizarse las cargas y descargas mutuas del circuito. Para valores cualesquiera de la inductancia L de la bobina y capacidad C del capacitor, la frecuencia del fenómeno está dada por la relación ya mencionada, que es:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

en la que, si L está dada en Henry y C en Farad, resulta f en ciclos/seg; y si L se toma en microhenry y C en microfarad, como es más frecuente, resulta f en Megaciclos/seg.

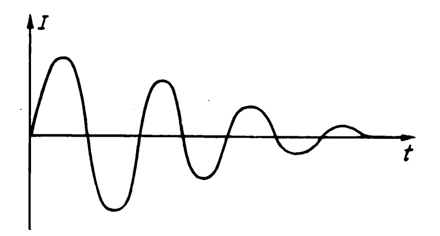


FIG. 239. — Gráfico de una oscilación amortiguada.

La intensidad de corriente en el circuito se va amortiguando, por las razones dadas más arriba, pero mantiene su frecuencia, de modo que la representación gráfica del fenómeno sería la que se ve en la figura 239, que se denomina: *oscilación amortiguada*, y que tiene escaso valor práctico.

Para poder utilizar la señal producida es menester que la misma tenga amplitud constante, es decir que no se amortigüe; pero para ello

es necesario, si se utiliza el circuito de la figura 238, que no intervengan las causas del amortiguamiento, cosa imposible.

El circuito oscilante de la figura 238 se debe aplicar, entonces, a un dispositivo capaz de entretener las oscilaciones producidas, o lo que es lo mismo, capaz de mantenerlas con la amplitud inicial. Para ello se presta perfectamente una válvula electrónica, por su condición de amplificación.

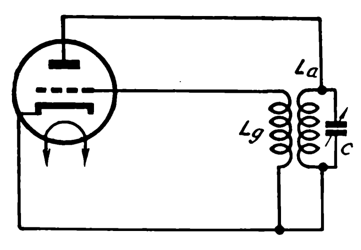


Fig. 240. — Circuito de un oscilador a válvula.

Veamos la figura 240, que muestra un triodo en cuya placa se ha intercalado el circuito oscilante anterior y en cuya grilla se conecta una bobina acoplada magnéticamente a la bobina de placa. Prescindimos por ahora de toda la parte de alimentación, para simplificar la explicación.

La corriente variable que recorre la bobina de placa, motivada por las descargas del capacitor, inducirá una f. e. m. de igual frecuencia en la bobina de grilla y la tensión en los bornes de esta última resulta aplicada a este último electrodo, por lo que resultará amplificada en la válvula y aplicada al circuito de placa, afectada de la amplificación de la válvula. La señal obtenida en la placa, como es de igual frecuencia que la que ya había en el circuito oscilante, reforzará a la señal en la bobina de placa, y las oscilaciones no se amortiguarán. Variando el grado de acoplamiento entre las dos bobinas, se debe conseguir que la realimentación sea la necesaria para entretener las oscilaciones sin exceder esta cantidad.

Estamos en presencia, pues, del diseño más elemental de un oscilador o dispositivo productor de señales, cuya frecuencia está dada por la ecuación de resonancia, dada más arriba. Es de hacer notar que en la práctica, se suele denominar *osciladora* a la válvula, y, de acuerdo con las conclusiones precedentes, se ve que ella sólo tiene una misión de colaboración, pues el verdadero oscilador es el circuito resonante formado por la bobina y el capacitor, los que no son capaces de por sí, por imperfecciones inevitables, de mantener las oscilaciones que producen.

Si se desea una señal de frecuencia dada se elegirán convenientemente los valores de L y C para que cumplan con la ecuación de resonancia. Esto ya interesa al diseño de los osciladores.

Alimentación de osciladores

Antes de hacer la descripción de los diversos tipos de osciladores, conviene mencionar la forma general de alimentarlos, que será aplicada

a los distintos circuitos. La figura 241 muestra un circuito oscilador simbólico con el circuito de placa alimentado *en serie*, denominándose así por la forma de conectar la fuente de tensión anódica. En el circuito de grilla se intercala el resistor R, derivado con el capacitor C, cuyos valores serán particulares para cada oscilador. El objeto de este conjunto es suministrar la polarización de grilla, ya que generalmente se hace trabajar a la válvula con corriente de grilla.

La figura 242 muestra un circuito oscilador con alimentación anódica *en paralelo*, estando la batería o fuente de tensión de placa conectada en paralelo con respecto al circuito oscilante. Para evitar que la fuente de placa absorba energía de corriente alternada, se coloca en serie con ella un choque o inductancia que no presenta casi ninguna resistencia a la corriente continua de alimentación, pero en cambio ofrece una impedancia elevada a la señal de alternada.

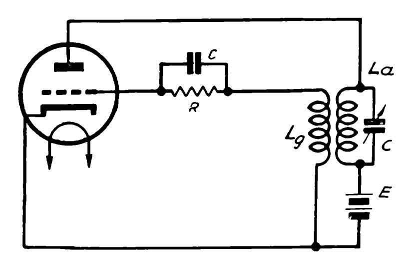


FIG. 241. — Alimentación anódica *en serie* de un oscilador.

El capacitor C del circuito resonante, es para impedir la descarga de la batería a través de la bobina, pues ella presenta escasa resistencia y quedaría directamente aplicada entre los bornes de la fuente.

La resistencia de grilla la hemos colocado en otra forma que la de la figura 241, para mostrar ambos sistemas usuales de conexión. El objeto de ésta es el mismo que antes.

Estudio analítico del oscilador

Tenemos ya la convicción de que un oscilador necesita realimentación para que funcione, o, considerando que la amortiguación de las oscilaciones se produce por absorción de energía, la cual toma la forma de una resistencia óhmica, necesitamos introducir en el circuito una *resistencia negativa,* si es que puede plantearse una cosa semejante, para que compense la resistencia positiva de pérdidas. Si bien los circuitos eléctricos no permiten fácilmente imaginar resistencias negativas, en Radio ocurre con frecuencia que podemos introducir tal concepción.

Veamos cómo podemos representar al oscilador mediante un circuito equivalente. Si en las válvulas de las figuras 241 ó 242 suponemos que no hay corriente de grilla, la rama de L_g puede suponerse a circuito abierto. Entonces suprimiendo la válvula llegamos al circuito equivalente de la figura 243, a condición de poner una tensión μe_g. La resistencia R_a es la

interna anódica y las demás letras expresan cosas conocidas, inclusive la resistencia R del bobinado de placa.

La tensión inducida en el bobinado de grilla por las variaciones de la corriente anódica valen:

$$E_g = j\,\omega\,M\,I_1 \qquad (1)$$

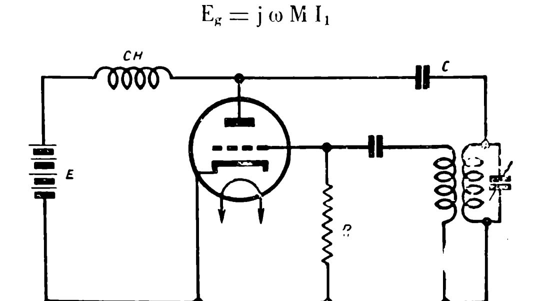


FIG. 242. — Alimentación *en paralelo* de un circuito oscilador.

donde hemos acudido a la notación vectorial mediante el operador j, ya conocido, por comodidad.

Por la 1ª Ley de Kirchhoff, conocida en Electrotecnia, es evidente que:

$$I_a = I_c + I_1 \qquad (2)$$

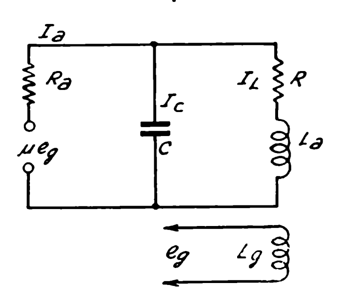


FIG. 243. — Circuito equivalente al oscilador.

Y aplicando la 2ª Ley de Kirchhoff a la malla R_a con C y a la que forma R_a con R y L_a, se tiene:

$$\mu E_g = I_a\,R_a + I_L\,(R + j\,\omega\,L_a) \qquad (3)$$

$$I_c\,\frac{1}{j\,\omega\,C} - I_L\,(R + j\,\omega\,L_a) = 0 \qquad (4)$$

Todas las ecuaciones precedentes tienen carácter vectorial, de modo que para operar con ellas hay que agrupar los términos con operador j y los que no lo tienen. El proceso matemático a realizar consiste en reemplazar (1) y (2) en la (3), y en la que resulta poner la (4), y luego ordenar el resultado y se tiene:

$$j\,\omega\,(\mu\,M - R\,R_a\,C - L_a)\,I_L = (R_a + R - \omega^2\,C\,L_a\,R_a)\,I_1 \qquad (5)$$

Ahora bien, por Matemáticas, cuando resultan iguales la parte afectada por el operador j y la parte no afectada, ello representa la igualdad

de dos vectores perpendiculares, lo que sólo es posible si ambos son nulos. Quiere decir que por no serlo la corriente deben ser nulos los coeficientes entre paréntesis. Tomando el del primer miembro y despejando M se tiene:

$$M \geq \frac{R\, R_a\, C + L_a}{\mu}$$

que es el mínimo valor de M para que se mantengan las oscilaciones. Es de hacer notar que M tiene un signo, y si se lo altera no se cumple la ecuación general (5). Esta es la razón por la cual en un oscilador, al invertir las conexiones de una bobina deja de oscilar.

Si tomamos el coeficiente del segundo miembro de la (5), igualamos a cero y despejamos la pulsación, se tiene:

$$\omega = \sqrt{\frac{R_a + R}{R_a\, L_a\, C}}$$

que no concide con la pulsación de resonancia $1/\sqrt{LC}$. Si hacemos unos pasos matemáticos se llega a:

$$f = f_o \sqrt{1 + \frac{R}{R_a}}$$

Esta última expresión nos dice que para que un oscilador entregue una señal cuya frecuencia coincida con la de resonancia de sus elementos, se debe tener que la resistencia propia de la bobina sea mucho menor que la interna de placa de la válvula.

Todavía podemos encontrar otra interesante conclusión de la ecuación (5). Si tomamos el coeficiente del primer miembro y escribimos:

$$\mu\, M - R\, R_a\, C - L_a = 0$$

y dividimos por R_aC toda la ecuación nos queda:

$$R + \left(- \frac{\mu\, M - L_a}{R_a\, C} \right) = 0$$

lo que pone en evidencia que los elementos del circuito deben introducir una resistencia negativa para que se produzca y se mantenga la oscilación. Hasta tenemos el valor de dicha resistencia negativa, que está afectada por la amplificación de la válvula, por el acoplamiento entre las bobinas, por la resistencia interna de la válvula y por los valores puros del circuito anódico.

Y si tomamos nuevamente el coeficiente del primer miembro de la (5)

y dividimos el coeficiente de amplificación por la resistencia de placa podemos escribir:

$$\frac{\mu M}{R_a} \geqq C R + \frac{L_a}{R_a}$$

la que permite conocer el valor de trasconductancia mínimo que debe tener la válvula, pues el cociente indicado en el primer miembro es eso;

$$S_a \geqq \frac{R C}{M} + \frac{L_a}{R_a M}$$

La trasconductancia de la válvula debe ser igual o mayor que el valor expresado, lo que dice que se deben elegir válvulas de elevada trasconductancia para matener fácilmente las oscilaciones.

TIPOS DE OSCILADORES

Hemos visto el circuito fundamental de un oscilador con los dos sistemas de alimentación anódica: en serie y en paralelo. Los distintos tipos de osciladores difieren en la forma de acoplamiento entre placa y grilla, o más propiamente, en el sistema de acoplar el circuito oscilante al de realimentación, pues ello se puede realizar en forma inductiva, capacitiva, a transformador, etc. Entre los osciladores de acoplamiento inductivo tenemos el Hartley, que es en realidad un tipo acoplado a autotransformador; el Meissner; el Dow, que es una modificación del Hartley; los denominados *Feed-back* y *Reversed Feed-back,* etc.

Entre los de acoplamiento capacitivo tenemos el Colpitts, el Armstrong, etcétera.

Fuera de los tipos clásicos tendremos osciladores que se apartan, en su funcionamiento, de la descripción dada, como son el Dinatrón, los osciladores a cristal, los ricos en armónicas como el Franklin y el multivibrador, etc.

Describiremos los tipos fundamentales, con las características sobresalientes de cada uno y sus respectivas aplicabilidades.

Oscilador Hartley

El acoplamiento entre el circuito sintonizado y la realimentación se hace a autotransformador, como se puede ver en la figura 244. El circuito oscilante propiamente dicho está conectado entre placa y grilla, pero a esta última se aplica parte de la tensión tomada de una derivación de la bobina, de modo que tal tensión sea amplificada por la válvula y aparezca en el circuito de placa, desde donde será aplicada entre los terminales

de la misma bobina, reforzando las oscilaciones propias del circuito sintonizado o resonante y evitando la amortiguación.

Corriendo la derivación de la bobina hacia arriba o hacia abajo. se consigue el grado de realimentación óptimo, que se encuentra, en la práctica, cuando el punto de toma está en la tercera parte de la bobina a contar desde abajo, aproximadamente.

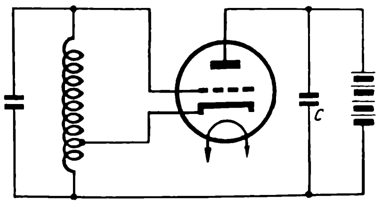


Fig. 244. — Oscilador Hartley con alimentación anódica en serie.

El circuito de la figura 244 es del tipo alimentado en serie, teniendo el capacitor C la misión de servir de paso a la corriente alternada e impedir la caída de tensión de la señal que se produciría en la batería.

El montaje de la figura 245 corresponde al mismo tipo Harley, pero con alimentación en paralelo, notándose que se ha intercalado un choque en serie con la fuente de alimentación anódica, para evitar la absorción de energía de corriente alternada por parte de la batería o fuente mencionada. El capacitor C, de paso, impide que la corriente continua de alimentación se derive a masa a .través de la sección bobina de placa y al mismo tiempo sirve de conexión para la toma de tensión alterna que debe hacerse en la placa.

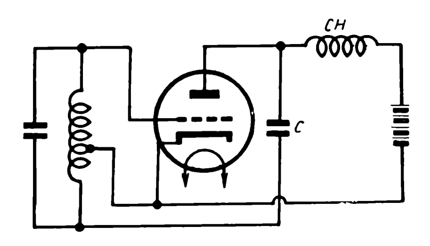


Fig. 245. — Oscilador Hartley con alimentación anódica en paralelo.

Las características de este oscilador son su sencillez y la estabilidad de frecuencia, pese a que en este último detalle no se destaca sobre otros tipos más estables. La fuerte realimentación lo hace apto para trabajar en equipos de pocas etapas, y donde el oscilador debe suministrar una señal de amplitud importante.

Oscilador Meissner

El circuito Meissner pertenece a los de realimentación de carácter inductivo y es el que sirvió para la descripción del funcionamiento de los osciladores. El circuito oscilante propiamente dicho se conecta en la placa de la válvula y la bobina de grilla tiene acoplamiento magnético con la

de ánodo. La figura 246 muestra el montaje con alimentación en serie, siendo el resistor R y el capacitor C el conjunto para la polarización de grilla. En derivación con la batería de placa se conecta un capacitor de paso para la corriente alternada, para evitar la caída de tensión de ese tipo en la fuente anódica.

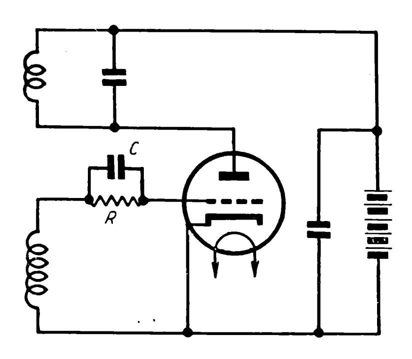


Fig. 246. — Oscilador Meissner con alimentación anódica en serie.

Variando el grado de acoplamiento entre la bobina de grilla y la de placa se consigue el grado de realimentación para funcionamiento óptimo. El ajuste es, por lo que se ve, un poco más complicado que el tipo Hartley, pues en este último basta correr una derivación, mientras que el Meissner hay que variar la posición de toda la bobina.

El circuito Meissner también se denomina: *Reversed Feed-back*, que es similar al *Feed-back* salvo en la posición del circuito sintonizado.

Oscilador Feed-back

Se puede ver en la figura 247, y se observará que la diferencia substancial con el anterior estriba en que el circuito resonante se intercala en grilla, y la bobina de realimentación se conecta en el circuito anódico.

El esquema presentado incluye alimentación en serie, que se realiza en la misma forma que para los montajes anteriores. Para alimentación en paralelo véase la figura 245, pues se hace en la misma forma, salvo en el detalle que el circuito sintonizado, es decir el que tiene la bobina en paralelo con el capacitor, estará en el circuito de grilla.

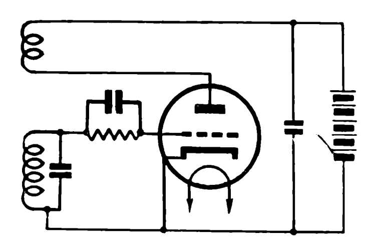


Fig. 247. — Oscilador *Feed-back* con alimentación anódica en serie.

Para todos estos osciladores, el valor de la inductancia L y de la capacidad C del circuito resonante, están elegidos de acuerdo con la frecuencia de la oscilación deseada, ligándose las tres magnitudes entre sí por la ecuación de resonancia dada anteriormente.

Las características prácticas del oscilador *Freed-back* son similares al

Meissner, en lo que respecta a su ajuste para acoplamiento óptimo. La aplicabilidad de ambos tipos es reducida, pues casi siempre son reemplazados por otros modelos de mayor estabilidad y sencillez, a la par de una mejor docilidad.

Oscilador Dow

Describiremos una modificación del tipo Hartley para terminar con los de acoplamiento inductivo, que tiene la ventaja de suministrar menor cantidad de armónicas que aquél. Su uso se ha popularizado en algunos tipos especiales de receptores como el superheterodino.

Se utiliza un tetrodo o un pentodo, porque además del montaje Hartley normal, este oscilador lleva un circuito sintonizado adicional en la placa.

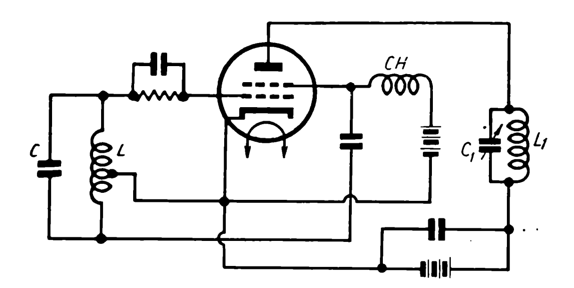


FIG. 248. — Oscilador Dow con alimentación en serie.

La pantalla oficia de ánodo en la sección osciladora propiamente dicha. Véase la figura 248 para aclarar lo dicho.

El circuito sintonizado LC está conectado de la manera usual en un montaje Hartley, con la derivación unida al cátodo y el terminal de placa unido a la pantalla del tetrodo. La fuente de pantalla, con el choque de bloqueo y el capacitor de paso, se conectan como corresponde a alimentación en paralelo de la pantalla, que llena las funciones de una placa auxiliar. También se puede alimentarla en serie.

En el circuito anódico se intercala el circuito sintonizado L_1 C_1 a la frecuencia de la señal, o, como se verá más adelante, a frecuencia doble (dobladores de frecuencia). Se ha previsto alimentación en serie, aunque se puede hacer también en paralelo. En el circuito de placa se obtiene la señal de frecuencia dada y una serie de armónicas, pero como la carga de placa es sintonizada a esa frecuencia que interesa, sólo se obtendrá en la bobina de placa una diferencia de tensión importante para la onda fundamental, mientras que las armónicas serán amortiguadas considerablemente.

La señal se puede transferir a las etapas siguientes o al circuito de destino, acoplando una bobina inductivamente al circuito de placa, y en tal bobina se inducirá un f.e.m. que, en su mayor parte, corresponderá a la señal de frecuencia fundamental con un residuo muy reducido de armónicas.

Lo dicho determina cuáles son los casos de aplicación de este tipo de oscilador, es decir aquellos casos en que se desee evitar a toda costa la presencia de armónicas de amplitud importante, como es siempre el caso de recepción de señales. Se utiliza pues este montaje en recepción (en algunos modelos de superheterodinos).

En realidad, el circuito sintonizado adicional se puede agregar a cualquier otro tipo de oscilador, sin ser precisamente el Hartley, como se verá más adelante.

Oscilador Colpitts

Pertenece a los de acoplamiento capacitivo y es, en cierta forma, parecido al Hartley, pero invirtiendo las posiciones relativas entre bobinas y capacitores. La figura 249 muestra el montaje referido y se puede ver que la derivación de cátodo se toma entre los dos capacitores C y C′ en lugar de un punto intermedio de la bobina como se hacía en el Hartley.

La grilla lleva su capacitor y resistor en la forma usual y en la figura se ha colocado alimentación en serie, disponiendo un choque para paso de la corriente continua de placa, pues por la rama del circuito sintonizado no tiene paso. Se pone un choque para no cortocircuitar el capacitor C′.

Fig. 249. — Oscilador Colpitts con alimentación anódica en serie.

El ajuste de la realimentación óptima se hace variando la capacidad del capacitor inferior C′, pero esto presenta el inconveniente de que, como él forma parte del circuito oscilante, conjuntamente con el capacitor C y la bobina L, al ajustar el oscilador se varía la frecuencia de resonancia, lo que hace su manejo harto complicado. Es este el motivo de la falta de popularidad del oscilador presente.

Oscilador Clapp

En circuitos de transmisores se ha popularizado mucho este circuito por su excelente estabilidad y seguro funcionamiento. Se trata de una

modificación del Colpitts en el cual el circuito sintonizado es del tipo serie, tal como se ve en la figura 250. El resistor R y el capacitor C_3 son para polarizar la grilla y la realimentación se hace mediante el divisor capacitivo C_1C_2, cuyo punto de unión se une al cátodo, el cual no puede ir a masa para la señal de R.F. pero sí para la continua; esto se resuelve con un choque de alta reactancia y baja resistencia (CH). El circuito sintonizado está formado por la inductancia L y el capacitor C los que entran en resonancia al cumplirse la igualdad de reactancias, tal como se ha estudiado. Al ocuparnos de emisores, más adelante, veremos que en ellos se usa este tipo de oscilador.

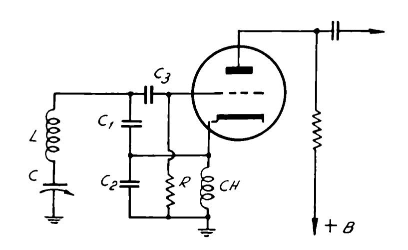


Fig. 250. — Oscilador Clapp con circuito sintonizado en serie.

Oscilador Armstrong

En este montaje el acoplamiento se hace por vía capacitiva, pero en lugar de emplear un capacitor colocado ex-profeso, se hace cumplir tal misión a la capacidad interna grilla-placa de la válvula. La figura 251 ilustra lo anterior.

Se colocan sendos circuitos sintonizados en placa y en grilla, por lo que este oscilador se suele denominar también *a placa y grilla sintonizadas*.

Los dos circuitos oscilantes tienen constantes propias ligadas a la condición de resonancia y dan la frecuencia de la señal producida. No debe haber acoplamiento magnético entre las bobinas de placa y de grilla.

Fig. 251. — Oscilador Armstrong con alimentación en serie.

El esquema de la figura 251 prevé alimentación en serie, con el clásico capacitor de paso para la corriente alternada, derivado entre los bornes de la fuente de placa. Tiene además el resistor y el capacitor de grilla.

Osciladores ricos en armónicas. Multivibradores

Hay ocasiones en las que es necesario un generador de señales muy rico en armónicas, para que la señal pueda ser encontrada en una amplia banda de sintonía. Los casos de empleo son variados, pero citaremos uno de los más vastos.

Para el ajuste de circuitos sintonizados de receptores se deben retocar los compensadores conectados en serie con el circuito del oscilador y en

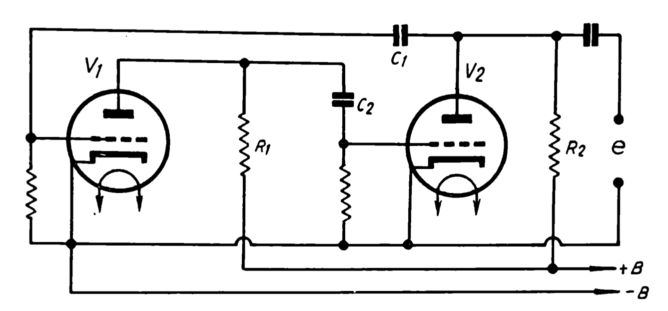


Fig. 252. — Esquema de un multivibrador.

paralelo con los de las etapas amplificadoras, y mientras se realiza esta operación se inyecta al receptor una señal de radiofrecuencia. Cada retoque de un capacitor obliga a correr la frecuencia de la señal aplicada, para que encuentre siempre los circuitos sintonizados a ella. Si el oscilador aplicado a la entrada tuviera señales de frecuencias muy próximas entre sí y de amplitudes casi iguales, no sería necesario modificar nada y se podría hacer la compensación directamente.

Esto es lo que se hace con el multivibrador, cuya multitud de armónicas difieren en frecuencia de la cantidad dada por la frecuencia fundamental, y siendo las amplitudes de todas ellas poco diferentes entre sí.

La figura 252 muestra el esquema básico del multivibrador, que utiliza dos válvulas amplificadoras acopladas a resistencia-capacidad, con los valores normales de polarización, pero con la modificación de que se aplica la tensión de salida a la entrada del dispositivo, lo que lo hace entrar en oscilación.

La frecuencia de la señal fundamental está dada en función de las constantes del circuito, por:

$$f = \frac{1000000}{R_1 C_1 + R_2 C_2}$$

donde resultará f en ciclos/seg si se toman las resistencias en Ohm y las capacidades en microfarad. Las dos resistencias de grilla no intervienen en la condición dada, por lo que se las elige arbitrariamente.

Si se desea utilizar el multivibrador con tonos audibles, se tratará que la frecuencia dada por la fórmula anterior caiga dentro de las de audio.

La tensión de salida se puede tomar de los bornes marcados *e* y si se desea poderla regular, se intercala un potenciómetro divisor de tensión.

Oscilador Franklin

Cuando se desea una estabilidad de frecuencia muy grande, es decir que la frecuencia de la señal suministrada por el oscilador no varíe aunque se modifiquen las características de las válvulas, la tensión de alimentación y las constantes distribuídas del circuito, los osciladores comunes raras

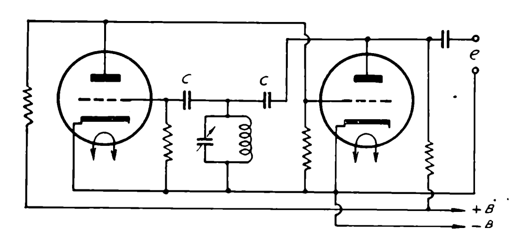


FIG. 253. — Esquema del oscilador Franklin.

veces se pueden utilizar. El oscilador Franklin, cuyo esquema de conexiones se puede ver en la figura 253, tiene la propiedad de presentar una constancia de frecuencia excepcional, frente a variaciones de tensión anódica de casi 100 % y diferencias en las características de las válvulas todo lo grande que se quieran.

Nótese la similitud entre él y el multivibrador de la figura 252, y se verá que la diferencia estriba en la inserción del circuito oscilante sintonizado, que da, mediante sus constantes propias, la frecuencia de la señal fundamental.

Este oscilador es muy rico en armónicas, lo que puede ser aprovechado en los transmisores para doblar o cuadruplicar frecuencia sin cambiar ningún elemento del circuito básico, pues bastaría para ello sintonizar la etapa siguiente a la nueva frecuencia deseada, para seleccionarla de entre las muchas armónicas presentes en el oscilador mismo.

Los capacitores C de acoplamiento tienen los mínimos valores que sean necesarios para obtener la estabilidad en el funcionamiento, con realimentación óptima. Sus valores se los encontrará muy pequeños, dentro

del orden de pocos micro-microfarad, pudiendo ser suficiente, a veces, acoplar el circuito oscilante al equipo mediante dos cables trenzados.

La tensión de salida se toma de los bornes marcados *e* en la figura, y se puede, si se desea, intercalar un potenciómetro divisor de tensión o un atenuador para regular la amplitud de la señal. Como recomendación de índole práctica citaremos que la bobina del circuito resonante debe ser de óptima calidad.

Oscilador dinatrón

Cuando comenzamos a hablar de los osciladores, dijimos que para entretener las oscilaciones que se producen en un circuito resonante era menester introducir un dispositivo de realimentación, capaz de aumentar la amplitud de las mismas lo suficiente para que se mantenga constante.

Tal dispositivo puede ser una válvula, como se ha explicado hasta aquí, o se puede recurrir a lo que se denomina resistencia negativa, o resistencia

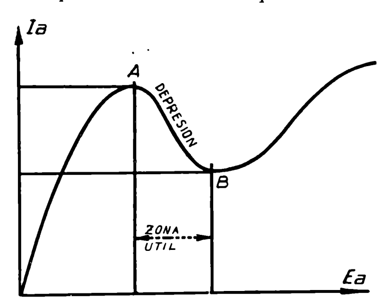


Fig. 254. — Principio de la resistencia negativa.

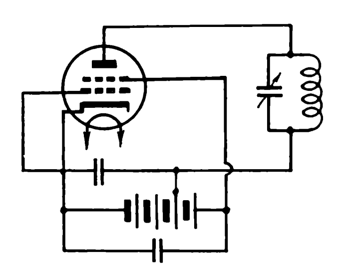


Fig. 255. — Esquema del oscilador dinatrón.

que tenga características inversas a las demás, en los extremos de la cual corresponderá mayor tensión a una disminución de intensidad y viceversa.

Esto no es imposible, pues si se observa la figura 254, que da las características anódicas de un tetrodo, se verá que hay una zona AB en la cual la curva experimenta una depresión y en ella la corriente anódica disminuye cuando aumenta la tensión. Esto es, precisamente, lo que decimos más arriba.

La depresión se produce para tensiones de pantalla mayores que las de placa, por lo que en el montaje se preverá tal contingencia.

Un oscilador basado en este principio, se denomina *dinatrón* y la figura 255 muestra el esquema de conexiones a seguir. Obsérvese que la conexión de la placa a la fuente de tensión se hace en un punto derivado de la batería a la cual está conectada la pantalla, tomando ésta toda su tensión.

El circuito resonante da la frecuencia fundamental correspondiente, de acuerdo con la condición ya vista repetidas veces. Los capacitores de paso derivados de los puntos de toma de la fuente de alimentación dejarán pasar la corriente alternada de la señal.

El uso de este oscilador, por su reducida tensión generada, está limitado a los aparatos de medida en los cuales tiene ventajas sobre los otros tipos.

Con válvulas triodos, dando a la grilla tensiones positivas mayores que a la placa, también se puede conseguir formar un oscilador dinatrón, pero hacen falta tensiones grandes y no todos los triodos soportan en grilla esos valores. Por tal motivo se utilizan tetrodos, en la forma descripta.

OSCILADORES A CRISTAL

Ciertos cristales de cuarzo, en particular las sales de la Rochelle y de Seignette, presentan propiedades especiales que se conocen con el nombre de *piezo-electricidad*, como las de vibrar al recibir una presión, generando una corriente eléctrica, o viceversa, producir una vibración mecánica al aplicársele una diferencia de potencial entre dos de sus caras, resonar eléctricamente a determinadas frecuencias que dependen del espesor de la lámina que se haya tomado, etcétera.

Sería largo enumerar y desarrollar, de acuerdo a la teoría correspondiente, todas estas propiedades, algunas de las cuales ya han sido citadas por medio de sus aplicaciones inmediatas en los micrófonos, teléfonos, altoparlantes y fonocaptores a cristal, descriptos anteriormente. En el caso presente nos ocuparemos de la última citada en el párrafo anterior, esto es, la de resonancia, lo que les permite substituir con ventaja a los circuitos sintonizados formados por bobinas y capacitores en paralelo, en los osciladores.

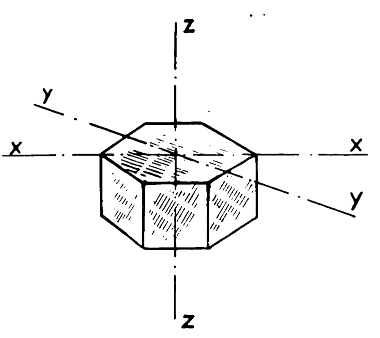


FIG. 256. — Vista esquemática que muestra los tres ejes de un cristal.

Las sales de referencia presentan cristalización de formas prismáticas exagonales, como se puede ver en la figura 256, y pueden ser perfectamente definidos tres ejes geométricos distintos que pasan por un cristal.

Los ejes que pasan por vértices de la sección exagonal, se llaman

eléctricos, habiéndose marcado en la figura uno de ellos. Se les asigna las letras XX.

Los ejes que son perpendiculares a los lados del exágono se los designa YY, apareciendo uno de ellos en la figura 256 y se llaman *mecánicos*.

El eje longitudinal del cristal o eje *óptico*, es perpendicular a los anteriores, se indica como ZZ y hay uno sólo.

Los cristales se tallan en láminas delgadas, recibiendo las mismas la designación que corresponde al eje al cual son perpendiculares. Así, en la figura 257 se han indicado dos de los cortes usuales para la utilización en piezo-electricidad: el mostrado en (a) se llama: corte en X y el mostrado en (b) corte en Y.

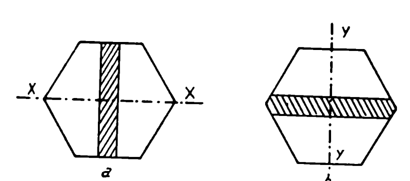


FIG. 257. — Cortes de cristales más usuales en piezo-electricidad.

El corte en X da una frecuencia de resonancia que depende del espesor de la placa en milímetros, y que es:

$$f = \frac{2,86 \times 10^6}{e}$$

siendo e el espesor mencionado y f la frecuencia en Kilociclos. La característica especial de este corte es que la dependencia entre la frecuencia y la temperatura no es lineal, presentando además discontinuidad en dicha característica. El coeficiente de temperatura es negativo, es decir, la frecuencia disminuye con la temperatura. El corte en Y da frecuencias que dependen del mismo factor que se dió más arriba, y que son:

$$f = \frac{1,96 \times 10^6}{e}$$

siendo las cantidades las mismas ya explicadas. El coeficiente de temperatura es positivo, con lo que la frecuencia aumenta con ella.

Para obtener cristales cuya frecuencia se mantenga invariable con la temperatura, es decir, cuyo coeficiente de temperatura sea nulo, o por lo menos casi nulo, se hacen cortes especiales, que no son exactamente perpendiculares a los ejes. El corte AT, por ejemplo, tiene posición parecida al corte Y pero con cierta inclinación con el eje óptico. Otro tipo de corte que suministra placas afectadas en grado reducido por las variaciones de temperatura, es el V.

De lo dicho se desprende que hay que cuidar dos detalles fundamentales en los cristales piezo-eléctricos: el espesor y el corte. El espesor se le da mediante tallado, para lo que se lo pasa sobre una placa de vidrio espolvoreada con carborundum. La única forma de tallarlo para una fre-

cuencia determinada es calibrarlo con un micrómetro patrón y conectarlo a un oscilador de medidas.

Se ha dicho que puede elegirse el corte de modo que la temperatura tenga poca influencia, pero no nula, de modo que en emisoras donde se desea guardar estrictez absoluta en materia de estabilidad de frecuencia emitida, se utilizan cámaras térmicas, dentro de las cuales se coloca el cristal. Un termostato se encarga de mantener la cámara a temperatura constante durante todo el año.

Aplicación en osciladores. Circuito clásico

La propiedad de los cristales piezo-eléctricos les da gran aplicabilidad en circuitos osciladores, en los que substituyen con ventaja a los circuitos resonantes. Hay una gran variedad de montajes osciladores que emplean cristales, pues se han popularizado debido a la gran estabilidad de frecuencia que proporcionan, al punto que algunas reglamentaciones sobre funcionamiento de estaciones emisoras exigen que la misma sea controlada a cristal.

Entre los varios circuitos típicos podemos citar el clásico con válvula triodo, tetrodo o pentodo; el Pierce; el General Radio; el Harrison; el Tri-tet y otros multiplicadores de frecuencia, etc.

En la figura 258 aparece el montaje que utiliza una válvula triodo, notándose que se trata de un oscilador a placa y grilla sintonizadas, pero en el cual se ha substituído el circuito resonante de grilla por un cristal piezo-eléctrico. Sintonizando el circuito de placa a la frecuencia fundamental, se eliminan en grado sumo las armónicas presentes en la señal.

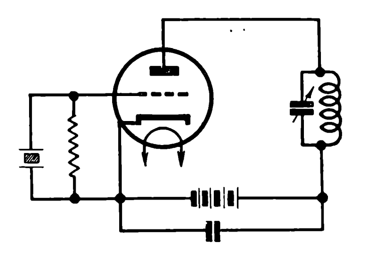


FIG. 258. — Circuito básico de un oscilador a cristal.

La alimentación es en serie, pero al igual que en los osciladores descriptos con anterioridad, se puede emplear cualquiera. Debe cuidarse que no pase corriente continua por el cristal, pues se inutiliza.

Si se emplean tetrodos o pentodos en lugar del clásico triodo, lo que se hace para obtener mayor amplitud de señal, la única diferencia que se introduce en el esquema es la alimentación de los electrodos restantes, no modificándose la base de conexiones de la figura 258.

En la práctica el circuito de placa se debe sintonizar a una frecuencia ligeramente superior que la natural del cristal, para compensar la capacidad interna de la válvula, consiguiéndose la realimentación a través de ella misma.

La potencia obtenida con válvulas triodos está limitada por la amplitud

de la vibración mecánica del cristal, siendo prácticamente del orden de 5 Watt. Pasada esta cifra se recurre a los tetrodos o pentodos.

Oscilador Pierce

El circuito resonante del clásico oscilador de De Forest ha sido reemplazado por el cristal, que queda entonces intercalado entre la placa y la grilla; puede aislarse al cristal del alto potencial de placa mediante el capacitor C de la figura 259, la que representa al oscilador descripto.

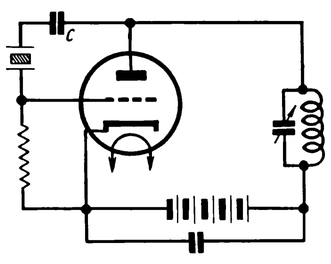


Fig. 259. — Circuito del oscilador Pierce a cristal.

Se ha intercalado en placa un circuito sintonizado, pero puede ser suprimido sin gran inconveniente, cosa que no ocurría en el oscilador anterior.

El oscilador Pierce da una potencia de salida reducida, menor que otros tipos, pero presenta dos ventajas interesantes que revelan su sencillez: la de poderse suprimir el circuito sintonizado de placa, acoplando la etapa siguiente a resistencia y capacidad, y la otra, que deriva de la primera, que no es necesario neutralizar la etapa subsiguiente.

Multiplicadores de frecuencia. Oscilador tri-tet

Se ha visto anteriormente que para evitar la neutralización del efecto de la capacidad interna de la válvula se recurría a sintonizar el circuito resonante de grilla a la mitad de la frecuencia deseada para la señal. Trabajando la válvula en clase C, se obtiene una amplificación muy rica en segunda armónica, por lo que el circuito de placa se sintoniza al doble de frecuencia que el de grilla, esto es, a la frecuencia de la señal.

Entre los osciladores a cristal, el *tri-tet* es el más usado para doblar o cuadruplicar frecuencias, empleando un montaje múltiple con una válvula osciladora y dobladora a la vez.

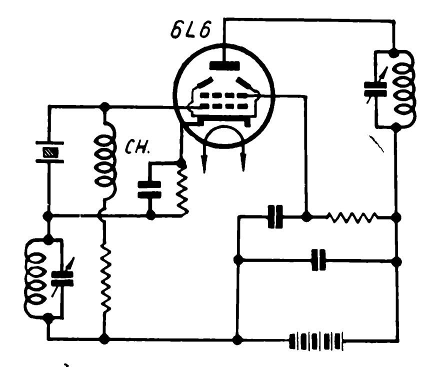


Fig. 260. — Circuito del oscilador "tri-tet" a cristal.

La figura 260 muestra el circuito típico referido, con válvula tetrodo de haces electrónicos concentrados, aunque puede utilizarse también un pentodo común. La mayor curvatura de las primeras hace que suministren mayores porcentajes de armónicas, por lo que se las prefiere para este tipo de osciladores. El cátodo oficia como placa de un *pseudo oscilador,* pues se lo mantiene a una cierta diferencia de potencial de R.F. con respecto a masa o retorno negativo general. El circuito resonante de placa se sintoniza a frecuencia igual, doble o cuádruple de la del cristal. Si se lo hace a frecuencia igual, se debe prever un exceso de realimentación que podría perjudicar al cristal, por lo que deberá blindarse la válvula. El circuito resonante de cátodo se sintoniza a una frecuencia mayor que la del cristal, buscando la que produce el rendimiento óptimo.

Utilizando pentodos en lugar de tetrodos se puede suprimir la resistencia de cátodo y darle a la grilla supresora un potencial positivo de 50 Volt, con lo que se conseguirá máximo rendimiento.

OSCILADORES A TRANSISTOR

Tal como en el caso de la amplificación, los transistores pueden realizar las funciones de mantener oscilaciones igual que las válvulas. Para mantener una oscilación habrá que realimentar la señal de tal modo que en el lugar de reinyección la tensión tenga la misma fase que la que allí está presente, al revés de lo que ocurría con la realimentación negativa. Como los principios básicos de funcionamiento no se alteran con respecto a lo que estudiamos para las válvulas, nos limitaremos a describir unos cuantos circuitos de osciladores a transistores para familiarizarnos con sus aspectos prácticos.

Osciladores de audio

En la figura 261 vemos al popular transistor CK722 del tipo PNP en un circuito oscilador con *emisor a masa.* Por ser PNP el emisor debe llevar potencial positivo, según sabemos. La realimentación se consigue mediante un transformador que acopla los circuitos de base y colector, sintonizándose el de este último. El resistor fijo tiene por objeto limitar la tensión base-emisor al valor recomendado. El transformador debe servir también para adaptar impe-

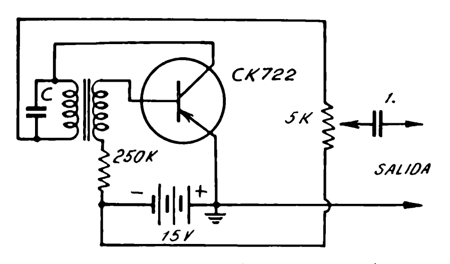


Fig. 261. — Oscilador de A.F. a transistor.

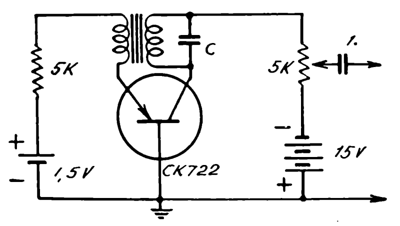


FIG. 262. — El mismo circuito de la fig. 261, pero con base a masa.

dancias, pues entre base y emisor hay baja impedancia y el circuito de colector la tiene alta.

Es muy fácil cambiar la disposición del circuito de la figura 261 para tener un oscilador con *base a masa.* La figura 262 nos presenta al mismo transistor en un montaje de base a masa. Se emplean en este caso dos baterías para polarizar adecuadamente el emisor y el colector. Tal como en el esquema anterior se indica la forma cómo puede tomarse tensión variable a la salida.

Multivibradores a transistor

También pueden hacerse multivibradores con transistores, si se toman dos iguales y se reinyecta a la entrada tensión tomada directamente de la salida. Hemos usado dos transistores NPN en el circuito multivibrador de la figura 263, y como sabemos, el emisor debe llevar polaridad negativa.

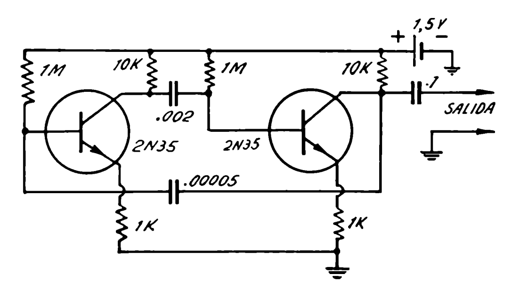


FIG. 263. — Multivibrador a transitores.

Se necesita una única batería de muy baja tensión, 1,5 V, por lo que colocamos una celda simple o pila seca. La relación que da la frecuencia fundamental dada para las válvulas no se cumple en el caso presente, pues el circuito de la figura 263 da una fundamental de 2 Kc/s. El consumo total de los dos transistores sobre la pila es de 0,25 mA.

Osciladores de radiofrecuencia

Con los transistores podemos realizar montajes similares a todos aquellos que fueron descriptos para las válvulas y los esquemas difieren solamente

mente en las particularidades propias de los transistores. Para R.F. se emplean transistores algo diferentes que en audio, siendo uno de los más comunes el CK760, del tipo PNP.

Veamos primero el circuito más simple, que es el *Meissner*, empleado generalmente para desarrollar la teoría de los osciladores. En la figura 264

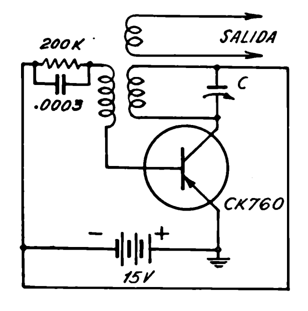


Fig. 264. — Oscilador Meissner de R.F. a transistor.

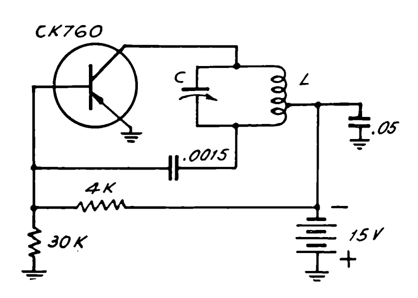


Fig. 265. — Oscilador Hartley a transitor para radiofrecuencia.

vemos el esquema básico, con los valores colocados, excepto los correspondientes al circuito sintonizado LC por corresponder ellos a cada caso particular. Este transistor trabaja bien hasta 20 Mc/s. Obsérvese la similitud de este esquema con el de la figura 261, con la única diferencia de que la

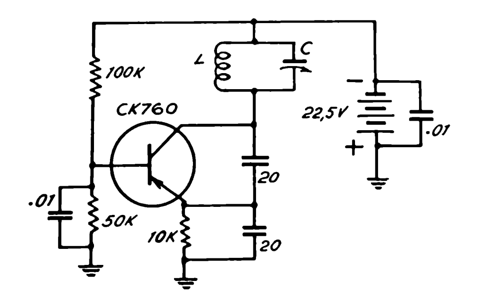


Fig. 266. — Oscilador Colpitts a transitor.

salida se toma ahora mediante un bobinado adicional montado sobre el de colector.

Pasemos ahora al *Hartley*, que vemos en la figura 265, y que se caracteriza por tener una sola bobina con derivación para la realimentación.

Tal como en el Meissner anterior se usa el emisor a masa. Si no tenemos derivación en la bobina podemos realizar el montaje *Colpitts* que se ve en la figura 266. La realimentación se toma aquí de un divisor de tensión formado por dos capacitores de 20 μμF en serie, tal como procedíamos en el caso de las válvulas. Los dos resistores de la izquierda proveen la polarización del circuito base-emisor, mientras que el resistor intercalado entre el emisor y masa sirve de estabilizador. Este circuito es apto para frecuencia de hasta 15 Mc/s.

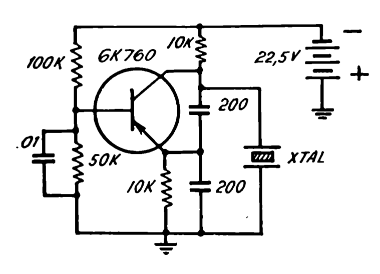


Fig. 267. — Oscilador a cristal con transistor.

Finalmente tenemos los osciladores *a cristal,* de los cuales mostramos en la figura 267 el tipo *Clapp.* Nótese que se ha reemplazado la serie de inductancia y capacidad clásica en este tipo de oscilador por el cristal, que de por sí solo forma un conjunto resonante. Los demás elementos que aparecen en el esquema son de polarización y estabilización.

CAPITULO X

MODULACION

En el capítulo correspondiente a amplificadores de potencia en radiofrecuencia, hemos visto que se disponía en la etapa final de cierta potencia de corriente alternada, que podía irradiarse para ser captada por los receptores. Al recibirse en estos últimos la señal, por inducción de carácter electromagnético en la antena, se amplifica en varias etapas de la sección radiofrecuencia del receptor, hasta llegar a la amplitud deseada.

Pero una tensión de radiofrecuencia irradiada en tales condiciones, captada luego y amplificada nuevamente, no tiene utilidad práctica, pues no proporciona sonido audible en teléfonos ni en altoparlantes.

En comunicaciones telegráficas se usan señales de radiofrecuencia, pero transmitidas en trenes de ondas, como se ve en la figura 268, donde el primer grupo de ondas representa una *raya* del código Morse y el segundo un *punto*. Mediante una equivalencia conocida entre varias rayas y puntos, formando combinaciones entre ambos signos, se forman letras y números. Así, por ejemplo, la A es un punto seguido de una raya; la B es una raya seguida de tres puntos, etc.; el operador debe conocer de memoria todas las letras y números para transmitir o recibir las comunicaciones.

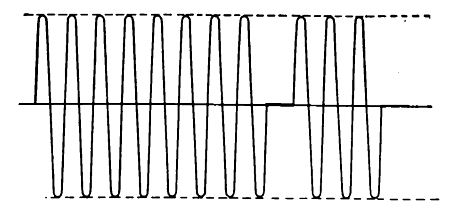


FIG. 268. — Trenes de ondas correspondientes a una raya y un punto del código Morse.

Cuando se transmiten señales telegráficas se produce una *onda continua*, que es una señal de radiofrecuencia de amplitud constante y se la interrumpe mediante el manipulador, cerrando el circuito para formar los trenes de ondas descriptos. En el receptor se captan los trenes de ondas y para hacerlos audibles se les mezcla una señal de frecuencia fija, ligeramente diferente de la frecuencia de la señal captada, de modo que la diferencia entre ambas es una nota audible que impresiona un teléfono.

El operador del receptor escucha entonces los puntos y las rayas como sonidos de diferente duración y con tono constante; los interpreta y traduce mentalmente, asignándole a cada uno la equivalencia en el código Morse. En esta forma reproduce totalmente el mensaje que se le envía desde el transmisor.

Para las comunicaciones telegráficas son necesarios operadores capaces de interpretar rápidamente el código citado, pues si no sería imposible emitir o recibir mensajes. A fin de que se pudieran establecer comunicaciones sin intérpretes y para transmitir música además de la palabra se utilizaron los sistemas de modulación y detección, en los cuales el proceso de traducción se realiza automáticamente sin intervención del operador. El principio es el siguiente:

Una nota audible, sea la voz humana, un tono musical u otro de cualquier origen, puede ser transformada en una corriente alternada de igual frecuencia, mediante los micrófonos, como se vió en el capítulo VI. Disponiendo de una corriente de tal característica, el problema consiste en fijarla a la señal de radiofrecuencia emitida por el transmisor y separarla nuevamente en el receptor, a fin de enviarla a un teléfono o altoparlante para tener la nota original en forma de sonido, como era antes del proceso.

Para fijar la corriente de audiofrecuencia a la señal de radiofrecuencia se puede proceder en dos formas, mediante un proceso que se denomina *modulación*. Las dos formas distintas son: la *modulación de amplitud* y la *modulación de frecuencia.*

La primera es la usada corrientemente en la radiotelefonía actual y la segunda está en constante evolución para estudiar la conveniencia de reemplazar a la primera por ella, pues tiene ciertas ventajas en lo que respecta a la recepción de ruidos, estáticos, etc. Es de hacer notar que se la emplea para transmitir el sonido en televisión.

Modulación de amplitud

Veamos la figura 269. Si tenemos una señal de radiofrecuencia de amplitud constante, tal como se encuentra en la etapa de potencia de un transmisor, y mediante procedimientos especiales que veremos más adelante hacemos variar su amplitud de acuerdo con la corriente de audiofrecuencia, obtendremos una señal *modulada.*

El método consiste pues en aumentar la amplitud de la señal de radiofrecuencia durante un semiciclo de la corriente de audio y disminuirlo durante el otro, pero siguiendo la forma senoidal que corresponde a la forma de onda de la audiofrecuencia. La señal de R.F. quedará, después de modulada, con el aspecto que muestra la figura 269, haciendo notar que para facilitar la claridad de dibujo no se ha tomado la cantidad de ondas debidas en la señal de R.F., pues en la realidad, tratándose de una señal de 1.000 Kilociclos, por ejemplo, y de un tono de audio de 2.000 ciclos,

corresponden 500 ondas completas de R.F. por cada ciclo de audio, mientras que en la figura sólo se han representado 10 aproximadamente. Esto dará idea de que la línea punteada con la que se envuelve la señal resultante

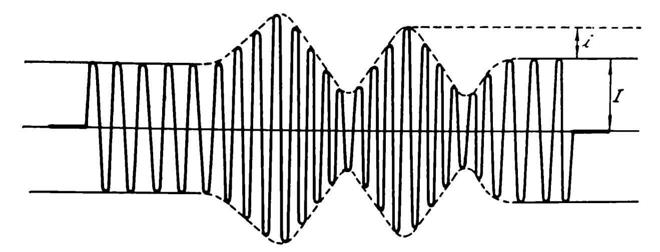


FIG. 269. — Onda de R.F. modulada en amplitud.

será prácticamente una línea continua, llamada *envolvente de modulación*, y que representa precisamente la corriente de audiofrecuencia.

Para distintos tonos de audio se tendrá distinta cantidad de ciclos de R.F. abarcados por un ciclo de audio, y para distinta amplitud de la corriente de audio se tendrá mayor o menor *estrangulamiento* de la señal de R.F. Si llamamos i a la amplitud de la parte de audiofrecuencia, e I a la de R.F., tendremos que la máxima amplitud de la primera con que se

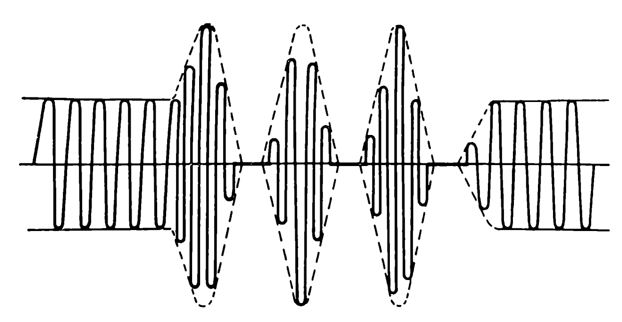


FIG. 270. — Gráfico que demuestra el efecto de la sobremodulación.

puede modular a la segunda es cuando ambas son iguales, en cuyo caso se dice que la modulación es igual al 100 %.

Aclararemos esto. Se llama *profundidad de modulación*, a la relación:

$$m = \frac{i}{I} 100$$

donde se ve que si i es igual a I la profundidad de modulación será 100 %. Si i supera al valor de I se produce lo que se denomina *sobremodulación* y la forma de onda de audiofrecuencia no se mantiene sino que se deforma, sin poder obtenerla nuevamente en su forma original. Esto se puede ver claramente en la figura 270, notándose el aplastamiento de las crestas inferiores de la parte de audiofrecuencia.

Algo parecido sucede si el amplificador de radiofrecuencia no es capaz de admitir las crestas superiores de la onda modulada por saturación de su corriente de placa, en cuyo caso el aplastamiento se produce en las crestas superiores en lugar de las inferiores.

Modulación de frecuencia

Este sistema de modulación consiste en variar la frecuencia de la señal de radiofrecuencia en concordancia con la corriente de audiofrecuencia, en vez de la amplitud.

La señal a irradiar en lugar de presentar el aspecto de la figura 269, presenta el de la figura 271. La amplitud de la señal es constante, variando

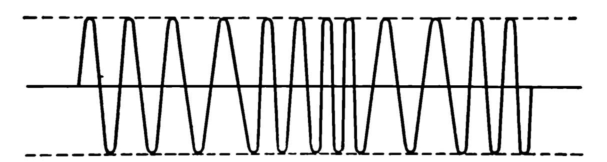


Fig. 271. — Principio de la modulación de frecuencia.

sólo la frecuencia de la misma. La correspondencia entre la corriente de audio y la modulación es la siguiente:

La frecuencia de la corriente de audio se traduce por la velocidad de la variación impresa a la señal de R.F., es decir, por el número de veces por segundo que se pasa de la frecuencia fija de la señal a la frecuencia modificada. Así, si se desea modular una señal de R.F. con una nota de 1.000 ciclos, se variará la frecuencia de la primera 1.000 veces por segundo, entre dos límites que están separados en cantidad proporcional a la amplitud de la corriente de audio. Si la corriente de audio tiene igual amplitud pero es de 1.500 ciclos, la variación introducida en la frecuencia de la señal será hecha 1.500 veces por segundo, pero manteniéndose siempre entre los dos límites de frecuencia, pues la amplitud de audio no ha variado.

Si, en cambio, la señal de audio es de 1.000 ciclos, pero su amplitud pasa de un valor a otro doble, por ejemplo, la frecuencia de la señal de R.F. será variada entre dos límites determinados; por ejemplo, si su fre-

cuencia fija es de 20 Kilociclos, será variada entre 20.001 y 19.999 c/s. a razón de 1.000 veces por segundo, para la primera amplitud de la corriente de audio, y entre 20.002 y 19.998, a razón de 1.000 veces por segundo, para la amplitud doble de la corriente de audio.

ANALISIS DE LA MODULACION DE AMPLITUD

Si nos referimos a la figura 272 que representa una onda portadora de amplitud I_o, modulada por una señal de audio, haremos una extensión del índice llamado profundidad de modulación, que quedó definido para la figura 269. El simple cociente de amplitudes es válido cuando las crestas positivas y negativas de audio son iguales pero para el caso general se prefiere definir a *m* por la relación:

$$m = \frac{I_M - I_m}{I_M + I_m}$$

Ahora vamos a escribir el valor instantáneo de la corriente modulada para un punto cualquiera del ciclo, tal como el A de la figura 272. Tenemos dos frecuencias en juego, que dan dos pulsaciones:

A.F.: $\omega = 2\pi f$

R.F.: $\Omega = 2\pi F$

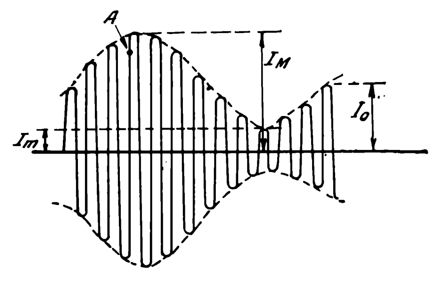


FIG. 272. — Indicación de amplitudes en la portadora modulada.

Y de acuerdo con las leyes de la Trigonometría y la Electrotecnia podemos escribir el valor de la intensidad instantánea:

$$i = I_o \cos \Omega t + I_o m \cos \omega t \cos \Omega t \qquad (1)$$

en la cual basta sacar factor común para tener la ecuación general de una onda modulada en amplitud:

$$i = I_o (1 + m \cos \omega t) \cos \Omega t$$

En esta ecuación tenemos los valores máximo y mínimo de la corriente, por simple observación:

$$I_M = I_o (1 + m)$$
$$I_m = I_o (1 - m)$$

Y si tomamos la ecuación general (1) de la onda modulada, podemos escribir, con ayuda de la Trigonometría:

$$2 \cos \omega t \cos \Omega t = \cos (\Omega + \omega) t + \cos (\Omega - \omega) t$$

Con lo que volvemos a la ecuación general (1) haciendo los reemplazos encontrados, y nos queda:

$$i = I_0 \cos \Omega t + \frac{m}{2} I_0 \cos (\Omega + \omega) t + \frac{m}{2} I_0 \cos (\Omega - \omega) t$$

Resulta así que la onda modulada tiene tres componentes: una fundamental o portadora de frecuencia F y dos ondas o *bandas laterales* de amplitud m $I_0/2$ y frecuencias (F+f) y (F—f), tal como lo representamos en la figura 273. Para el caso de que m=1 la amplitud de las bandas laterales es la mitad de la portadora. Como las frecuencias de audio son variables según el sonido que les da origen, a ambos lados de la portadora tenemos dos ondas que esparcen constantemente, y de ahí el nombre de bandas laterales con que se las ha designado.

Si aplicamos la onda modulada sobre una carga para desarrollar potencia, tendremos que la potencia de la portadora es:

$$I_0^2 R$$

y cada banda lateral da una potencia:

$$\left(\frac{m}{2} I_0\right)^2 R$$

de modo que en conjunto las dos bandas laterales dan una potencia:

$$2 \frac{m^2}{4} I_0^2 R = \frac{m^2 I_0^2 R}{2}$$

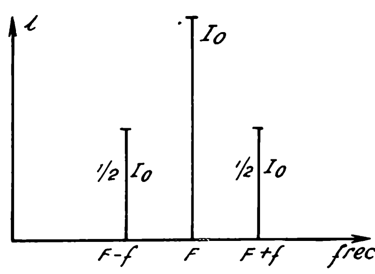


Fig. 273. — Las bandas laterales tienen como máximo la mitad de amplitud de la portadora.

que para el caso en que m = 1 se transforma en:

$$\frac{I_0^2 R}{2}$$

es decir que el máximo de potencia de las dos bandas laterales es la mitad de la potencia de la portadora.

Circuitos moduladores en amplitud — Modulación por absorción

Se ha visto al comienzo del capítulo que la forma de emitir señales en los transmisores era la de variar la amplitud de la onda de salida en forma concordante con la corriente de audiofrecuencia, para que en el circuito detector del receptor fuera extraída dicha envolvente de audio y enviada al amplificador final del receptor.

Corresponde tratar ahora la manera de producir la variación de amplitud en la onda portadora, proceso que se denomina *modulación.* Hay

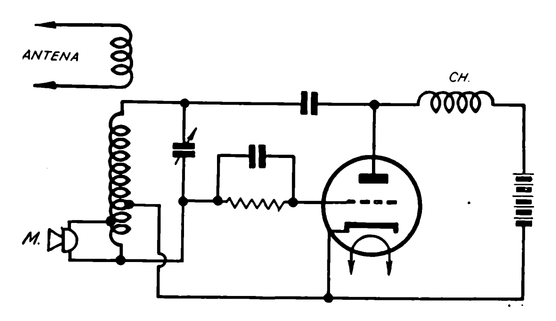


FIG. 274. — Esquema básico para la modulación por absorción.

varios sistemas, algunos de los cuales se emplean en las emisoras de potencia reducida únicamente y otros son de empleo generalizado.

Tenemos así la modulación por absorción, la modulación en grilla, en placa, en grilla supresora, en cátodo, la modulación Doherty, etc. Veremos cada uno de estos procedimientos por separado, pues algunos de ellos presentan variantes en el montaje de funcionamiento

En la modulación por absorción se conecta el micrófono, o la salida del amplificador microfónico, al circuito de antena del transmisor. Puede insertarse directamente en el retorno de la conexión a tierra, pero la pérdida de energía que se produce en el micrófono sería muy grande, por lo que se lo conecta en derivación con una parte de la bobina de placa del circuito sintonizado de salida. (Véase la figura 274.)

Mientras no se habla delante del micrófono, su resistencia permanece constante y hace el efecto de una resistencia fija en paralelo con parte de la bobina de placa, ocasionando simplemente una absorción de energía de radiofrecuencia. Cuando el micrófono actúa su resistencia se altera, variando en consecuencia la corriente en la bobina en concordancia con la variación de resistencia del micrófono. Como la corriente en la bobina es precisamente la onda portadora, y las variaciones de resistencia del micrófono

son proporcionales a la onda de audio, se produce la modulación. La limitación del método está dada por la potencia máxima que puede soportar el micrófono, que se disipará en forma de calor. Como ella es del orden de algunos Watt, este procedimiento sólo se utiliza en transmisores de potencia harto reducida. Para poder regular la acción microfónica se puede conectar como lo muestra la figura 275, en donde su actuación es por vía inductiva.

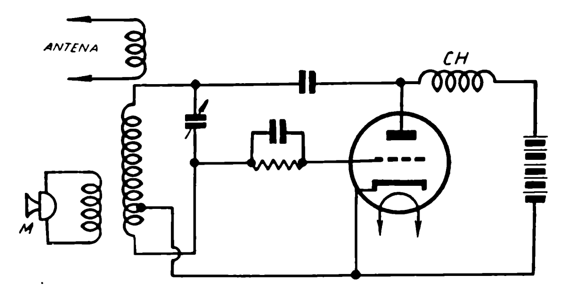


FIG. 275. — Esquema mejorado del modulador por absorción.

Bastará para ello devanar algunas vueltas alrededor de la bobina de placa y conectar a ellas el micrófono; la variación de resistencia que se produce al hablar delante de él sirve de carga variable al secundario del transformador que hemos formado, produciendo variaciones concordantes en la amplitud de la corriente primaria, es decir, modulación. Variando el grado de acoplamiento entre la pequeña bobina secundaria y el bobinado primario (el de placa) se regula la acción del micrófono. El sistema es, pues, más elástico que el anterior.

Modulación no lineal en grilla

Este sistema se debería llamar, en realidad: modulación por variación del potencial de grilla, pues en ello consiste precisamente. En efecto, la válvula de salida del transmisor (en el caso que no haya después de ella un amplificador final de potencia), tiene su polarización fija habitual, pero en el circuito de grilla se intercala una resistencia variable que sigue, en tales variaciones, la amplitud de la onda de audiofrecuencia.

El punto de trabajo se desplazará siguiendo las ondulaciones de audiofrecuencia, como lo muestra la figura 276, y como la válvula del transmisor trabaja en un punto de su curvatura, la corriente de placa sufrirá variaciones en la amplitud que seguirán a la del potencial de grilla, es decir, se produce la modulación.

Las diferencias en el montaje son de orden secundario, pues algunos circuitos intercalan el micrófono, mediante un transformador, directamente

en el circuito de grilla, mientras que otros hacen uso de una válvula moduladora que oficia de resistencia variable para la polarización también variable de la grilla.

Entre los primeros, es decir, los directos, se encuentra el de la figura 277, en el que se ve el transformador de micrófono, cuyo secundario está intercalado en el circuito de grilla del transmisor. En derivación con dicho secundario se coloca un capacitor de paso de radiofrecuencia.

Cuando se habla delante del micrófono, se varía la resistencia del mismo, se produce una variación de corriente en el primario, se induce una fuerza electromotriz en el secundario y tenemos superpuesta al potencial básico de grilla de la válvula, dado por la batería E, la f.e.m. instantánea en el secundario del transformador, produciéndose, en consecuencia, el fenómeno ilustrado en la figura 276.

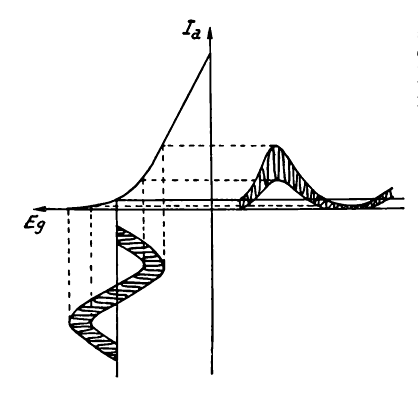


FIG 276. — Mecanismo de la modulación en grilla.

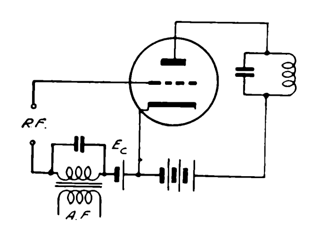


FIG. 277. — Modulación no lineal en grilla.

Hemos completado el circuito con la alimentación anódica a título informativo. El sistema se puede aplicar a otro tipo de transmisor, y está limitado por la máxima tensión que puede variarse en grilla. La modulación está afectada por la amplificación de la válvula, de modo que el rendimiento será bueno, pero por el hecho de trabajar en la curvatura de la característica de grilla, la forma de onda de audiofrecuencia no será muy respetada, produciéndose distorsión, que da a este tipo de modulación el nombre de *no lineal*. Este tipo de modulación se usa entonces para transmisiones vocales, debido a su gran rendimiento respecto de los otros sistemas.

La limitación del montaje de la figura 277 está alrededor de una a dos decenas de Watt. Para potencias mayores se reemplaza el secundario del transformador de micrófono por una válvula moduladora, que es a la

vez amplificadora de micrófono. El circuito se puede ver en la figura 278. La válvula moduladora oficia de resistencia variable, insertada en el circuito de grilla de la válvula del transmisor. La resistencia interna de la primera constituye tal resistencia variable.

El micrófono está conectado en el circuito de grilla de la moduladora, con un control de volumen a fin de regular el porcentaje de modulación. La resistencia placa-cátodo de dicha válvula depende del potencial de grilla, que es variable con la onda de audiofrecuencia, con lo que la resistencia interna lo será también. Una resistencia variable en el circuito de grilla de la válvula del transmisor tendrá el mismo efecto que el transformador de micrófono del montaje anterior, es decir, dará a la grilla un potencial variable, de modo que el punto de trabajo se desplazará siguiendo las ondulaciones de audiofrecuencia, tal como se ve en la figura 276. Se ha completado la figura con la alimentación anódica del transmisor, como en los casos anteriores.

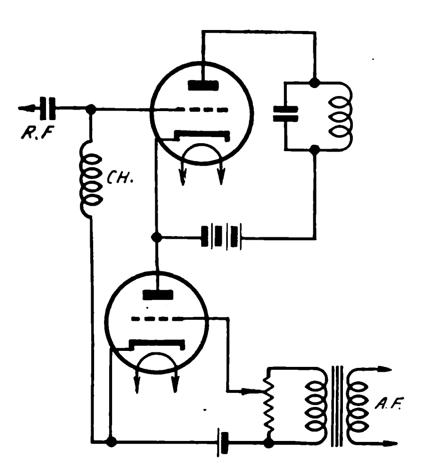


Fig. 278. — Esquema de la modulación en grilla con válvula moduladora.

El circuito permite manejar potencias mayores que el anterior, pues está intercalada después del micrófono una etapa amplificadora de tensión. La válvula moduladora debe tener una potencia de 10 % o menos que la válvula del transmisor, lo que representa una economía respecto al sistema de modulación en placa, que veremos más adelante. En lo que respecta a los inconvenientes de deformación, subsisten en este caso, por lo que se utiliza este sistema para telegrafía o transmisiones vocales.

Otro sistema de modulación en grilla consiste en intercalar la válvula moduladora directamente en el circuito de cátodo de la válvula de salida, de modo que la resistencia interna de la misma oficie de resistencia variable de cátodo. El montaje, en principio, es similar al anterior, pero el potencial de reposo de la válvula moduladora debe ajustarse de modo que la resistencia interna de la misma tenga un valor adecuado para dar la polarización básica a la válvula del transmisor. La corriente de placa de esta última válvula, al pasar por la moduladora, produce caídas de tensión variables, que polarizan la grilla, con potenciales que siguen la forma de onda de audiofrecuencia, con lo que se cumple el proceso de modulación.

Modulación en placa o de alto nivel — Variación de la tensión

Cuando la modulación se realiza en las etapas previas a la final del transmisor, o cuando se la aplica a cualquier electrodo de la válvula final que no sea la placa, se llama de *bajo nivel*. En cambio, cuando se modula en placa de la válvula final tenemos la modulación de *alto nivel*. En general, la modulación de bajo nivel no da una relación lineal en la forma de la envolvente de audio, por lo que también se le llama *no lineal*, salvo algunos casos especiales. La modulación en placa, por contraposición, se designa como *lineal*. Claro que por manejarse potencias grandes, para modular en placa se requerirán moduladores de alta potencia, pues es evidente que la señal del micrófono, aún sometida a la amplificación de tensión con válvulas, no será suficiente para manejar gran potencia. Se requiere entonces un amplificador de potencia, que constituye precisamente el *modulador*.

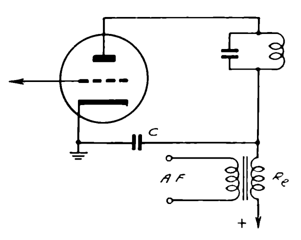


FIG. 279. — Modulación en placa por variación de tensión.

Es típico que en los emisores de baja potencia para comunicaciones orales, emergencias, etc., se emplee alguno de los tipos de modulación de bajo nivel, y que en equipos de gran potencia, para difusión de música, se utilice la modulación en placa o alguno de los tipos especiales de bajo nivel, pero lineal, que mencionaremos más adelante.

La primera clasificación de la modulación en placa puede hacerse sobre la base de los tipos que varían la tensión y los que varían la corriente de placa de la válvula de R.F. La figura 279 muestra el sistema clásico de *variación de la tensión de placa*, mediante intercalación de un transformador de audio en serie con la alimentación de la válvula final de R.F. El funcionamiento es simple: cuando se produce una variación de corriente en el primario del transformador de salida del amplificador microfónico, se induce una f.e.m. en el secundario, cuyo valor instantáneo se superpone a la tensión de placa de la válvula de salida, restándose durante un semiciclo y sumándose durante el otro, resultando la modulación ya conocida.

En la figura 279 no se ha completado el circuito, dejando la parte de grilla sin conectar, pues ello corresponde a las etapas anteriores que pueden ser amplificadoras de tensión, la osciladora directamente, o, en los transmisores de muy pequeña potencia, el circuito oscilante, en el caso de haber una sola válvula. Esto corresponde al capítulo de transmisores, que veremos más adelante.

Otra forma de lograr el mismo tipo de modulación es insertar una

resistencia variable en serie con la fuente de alta tensión de la válvula de salida. Las variaciones de la resistencia deben concordar con la forma de onda de audiofrecuencia, por lo que dicha resistencia debe ser la interna de una válvula que se llama *moduladora.*

La figura 280 muestra el montaje característico, y se ve que la resistencia placa-cátodo de la válvula amplificadora de micrófono está en serie con la fuente de placa de la válvula de salida del transmisor.

El circuito se ajusta de modo que la tensión total de la fuente se divide en dos partes iguales, correspondiente la mitad a la moduladora y la mitad

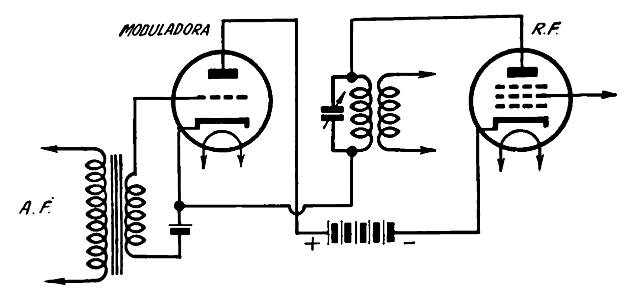


FIG. 280. — Modulación en placa con válvula moduladora.

a la válvula de salida, por lo que se necesitará una fuente de tensión doble que la usual.

Al funcionar el micrófono, se induce una f.e.m. alternada en el secundario del transformador, que resulta aplicada a la grilla de la válvula amplificadora de micrófono. Puede haber una o más válvulas amplificadoras intercaladas en el camino, pero para el funcionamiento no se producen diferencias substanciales, pues la potencia de salida de audio estará dada por la que se necesite para modular con la profundidad deseada.

Al ser variable la tensión de grilla, lo será la resistencia placa-cátodo de la válvula final del amplificador de micrófono, que es precisamente la moduladora, de modo que en ella se producirán caídas de tensión que seguirán la forma de onda de audio, y la tensión de placa de la válvula del transmisor sufrirá idénticas variaciones, produciéndose modulación.

Modulación por variación de la corriente de placa

Uno de estos sistemas, conocido con el nombre de *modulación Heising,* está ilustrado en la figura 281. Se utilizan dos válvulas iguales, una de las cuales es la moduladora y amplificadora final del micrófono. En el esquema

hemos representado una sola válvula en el amplificador de audiofrecuencia, para simplificar la figura.

Al ser iguales las dos válvulas, la corriente anódica será igual en ambas y así se debe ajustar el equipo en reposo, es decir en ausencia de modulación. El choque insertado entre las dos placas, tiene por objeto

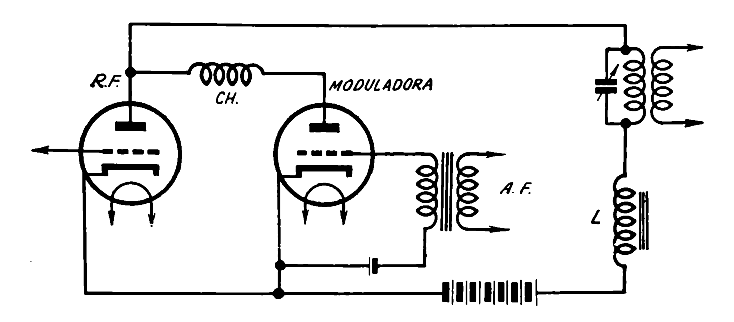


Fig. 281. — Modulación en placa por variación de la corriente.

evitar la absorción de radiofrecuencia por parte de la moduladora. En serie con la alimentación de placa se coloca una inductancia con núcleo de hierro, llamada *reactor de placa* (L).

Cuando funciona el micrófono, se aplica a la grilla de la moduladora una tensión que es la f.e.m. inducida en el secundario del transformador microfónico, con lo que variará la corriente de placa de dicha válvula siguiendo la señal de audiofrecuencia. La variación de la corriente anódica origina una variación idéntica en el campo magnético del reactor L, en el que se inducirá una f.e.m. que se superpone a la tensión de placa de la válvula del transmisor, produciendo disminuciones de ella durante el semiciclo positivo de audio y aumentos durante el negativo, consiguiéndose así la modulación buscada. Consideramos como positivos y negativos los semiciclos de la tensión de grilla de la moduladora, que sabemos que están en oposición con los de placa, de modo que no hay un cambio de fase, como parecería a primera vista.

La inductancia L debe tener un valor tal, que su reactancia sea por lo menos dos veces la resistencia interna R de la válvula moduladora, a la frecuencia más baja de audio a modular, es decir, será

$$L = \frac{2\,R}{2\,\pi\,f}$$

Donde L está dada en Henry si R se toma en Ohm y f en c/s.

Relaciones típicas en la modulación en placa

De acuerdo con las consideraciones hechas anteriormente, podemos deducir cual será la potencia necesaria del modulador. En efecto, las bandas laterales, en conjunto, para profundidad m = 1, requieren la mitad de potencia de la portadora. Ahora bien, la portadora está afectada por una cifra de rendimiento, de modo que la potencia de salida será menor que la absorbida de la fuente; pero esa misma afectación obra sobre las bandas laterales, de modo que si llamamos W a la potencia de salida del modulador, debemos tener:

$$W = \frac{1}{2} E_0 I_0$$

siendo la tensión E_0 y la corriente I_0 las de continua de placa de la válvula de R.F.

Otro detalle importante es la relación de impedancias del transformador de modulación (fig. 279). Este transformador debe equilibrar la impedancia que necesita el modulador conectado al primario del mismo, y que si es simétrico será un valor Z_{pp}, según la hemos designado en el capítulo 7. En el secundario hay una carga cuyo valor es fácil deducir. En efecto, de la fuente de tensión E_0 se hace un consumo I_0, lo que equivale a una resistencia R_e de valor:

$$R_e = \frac{E_0}{I_0}$$

con lo que teniendo los valores de las impedancias a conectar al primario y al secundario del transformador, es fácil dimensionarlo.

Otro detalle a tener en cuenta en el diseño de la modulación en placa es la disipación anódica, la cual debe reducirse a 0,66 del valor especificado para la válvula sin modular. En efecto, al aplicar modulación tenemos un agregado de 50 % de potencia, que pasa a ser 1,5 veces la de la válvula sin modular. En consecuencia, se cumple la reducción necesaria que hemos mencionado.

Además, la tensión de placa de la válvula alcanza, en los picos de modulación, un valor que supera mucho el de los picos sin modular. Basta observar la figura 272 para comprender que con la modulación los picos de tensión serán dobles que los de la portadora sin modular. Esto debe tenerse muy en cuenta para no sobrepasar las especificaciones de la válvula, la de los capacitores del circuito tanque de placa y la de los aisladores de soporte, etc.

Modulación lineal en grilla

Hemos dicho que era posible realizar disposiciones de modulación en bajo nivel pero del tipo lineal, y en el esquema de la figura 282 vemos la llamada modulación lineal en grilla, o por variación del rendimiento. Se trata de polarizar la grilla como para clase C, con tensión mucho mayor que la de corte. La forma de trabajar se ve en la figura 283 y como en grilla están presentes tres tensiones, la de R.F., la de audio y la continua de polarización, debemos superponerlas para encontrar la resultante. Se ve que los picos de grilla pasan al otro lado del eje, por lo que habrá corriente de grilla, cosa que debe tenerse en cuenta al diseñar el modulador. Los picos de la corriente anódica siguen la envolvente de audio y para alcanzar un 100 % de modulación, la amplitud de la onda de audio debe ser igual a la tensión de corte de la válvula, y la polarización dos veces la tensión de corte.

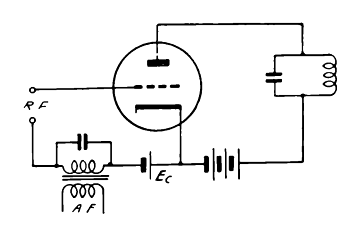


FIG. 282. — Modulación lineal en grilla.

La figura 283 nos muestra que la corriente continua media de placa es la misma con o sin modulación, con lo que la potencia de alimentación permanece constante. Al modular varía la potencia de salida, la que crece 50 %. Luego el rendimiento de la válvula varía y de ahí el nombre de este tipo de modulación. Para que haya posibilidad de fluctuación en el rendimiento, se lo debe regular, sin modulación, al 50 % del máximo normal para la válvula. Al modular llegamos hasta el total del rendimiento máximo. Por ejemplo, una etapa clase C normal, con rendimiento 70 %, debe ajustarse éste, sin modulación, al 35 %. Este es el inconveniente de este tipo de modulación, contra la ventaja de la reducida potencia de audio que hace falta. No obstante se la prefiere al tipo de modulación no lineal en grilla, clase A, descripta para la figura 277, pues si bien aquél no requería ninguna potencia

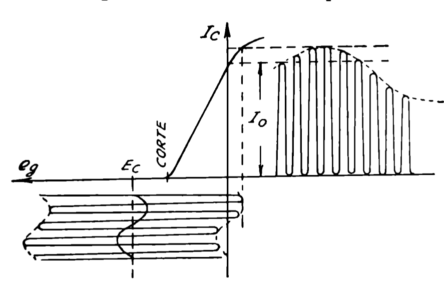


FIG. 283. — Mecanismo de la modulación lineal en grilla.

en grilla, prácticamente, no presenta la característica lineal de este último sistema.

Hablando de potencias, como la tensión máxima modulada puede ser igual a la de la fuente, en los picos de modulación la potencia instantánea no supera la media normal. En un modulador de alto nivel los picos de potencia llegan a 4 veces el nivel medio, de modo que la potencia normal de portadora para este tipo de modulación es sólo la cuarta parte de la máxima que soportaría la válvula. Y otro inconveniente es que durante el ciclo de audio sólo a ratos hay corriente de grilla, la carga sobre el modulador es variable, lo que imposibilita un correcto ajuste de impedancias.

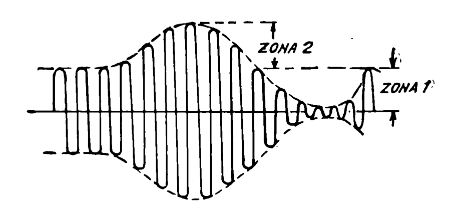


FIG. 284.—Mecanismo de la modulación Doherty.

Para solucionar los inconvenientes señalados para la modulación en grilla por variación del rendimiento, se recurre al *sistema Doherty*, el cual emplea dos válvulas. Una de ellas trabaja en clase B, y entrega potencia en toda la zona 1 de la figura 284, es decir para niveles hasta el normal de portadora. La otra válvula trabaja en clase C, y toma la zona 2 únicamente, es decir todos los picos de modulación que superan al nivel de portadora. Un adecuado e ingenioso sistema de cargas reactivas en grilla se encarga de que la potencia sea repartida entre las dos válvulas en la forma descripta.

Modulación Jones en cátodo

Se trata de una combinación que aprovecha parte de las ventajas de la alta eficiencia de la modulación en placa con la baja potencia de audio necesaria en la modulación en grilla. De tal manera, en lugar de reducir la eficiencia de la válvula en 50 % se la reduce en 25 %, para lo cual se requiere algo más de potencia de audio (ver figura 285).

Para analizar este tipo de modulación subdividimos el índice total m en dos partes: p es el índice de modulación en placa y g el de grilla:

$$m = p + g$$

La potencia necesaria de audio para modular en placa es P_p y para modular en grilla es P_g; luego, para modular en cátodo hará falta una potencia de:

$$P_k = g\,P_g + p\,P_p$$

Por ejemplo, si se adopta $p = 10\%$ con lo que $g = 90\%$, se tiene:

$$P_p = 0{,}5\ P_o$$

siendo P_o la potencia de continua que absorbe la válvula. Como en la práctica, para válvulas comunes, es usual que:

$$P_g = 0{,}1\ P_o$$

haciendo operaciones encontramos que

$$P_k = 0{,}9 \times 0{,}1\ P_o + 0{,}1 \times 0{,}5\ P_o = 0{,}14\ P_o$$

La carga que obra sobre el secundario AD del transformador de modulación vale:

$$R_e = \frac{P_k}{P_o} \quad \frac{E_o}{I_o}$$

Con lo que puede diseñarse el transformador, pues la carga del bobinado del lado de audio siempre es conocida. Para el ejemplo propuesto la resistencia de carga entre A y B sería del 14 % de la que correspondería a un modulador en placa.

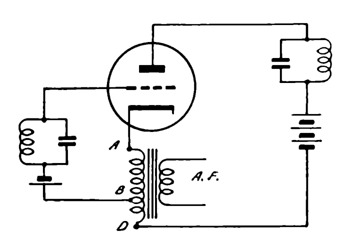


FIG. 285. — Modulación en cátodo por el sistema Jones.

Veamos cómo se determina la derivación en el transformador, lado del secundario, o sea el bobinado de cátodo. La tensión de audio que necesitamos para la modulación parcial en placa será sólo pE_o en lugar de ser igual a E_o como en la modulación plena en placa. La amplitud de audio en grilla debe ser una fracción g de la tensión de corte, o una fracción g de la mitad de la polarización (ver figura 283), o sea $gE_c/2$. Ahora bien, en toda válvula la tensión de corte vale:

$$E_{corte} = \frac{E_o}{\mu}$$

luego, la fracción de tensión de audio que necesitamos en grilla será:

$$\frac{g\,E_c}{2} = \frac{g\,E_o}{\mu}$$

Como la relación de impedancias es igual a la raíz cuadrada de la relación entre los números de espiras, y para la grilla interviene la fracción AB y para la placa la AD, podemos escribir:

$$\frac{n_{ab}}{n_{ad}} = \left(\frac{g}{\mu p}\right)^2$$

expresión que permite diseñar el transformador. Obsérvese que si encontramos una válvula en la cual:

$$\mu = \frac{p}{g}$$

la relación anterior vale la unidad y el punto B lo podemos correr al D, no necesitándose derivación en el transformador.

Modulación en pantalla

La posibilidad de modular a la válvula final de R.F. con una potencia menor que la necesaria para alto nivel ha hecho ensayar muchos sistemas, todos los cuales tienen el inconveniente de reducir la eficiencia de la válvula de R.F. La figura 286 nos muestra la modulación en pantalla con una válvula moduladora que oficia de resistencia variable. Es común que a la misma se la designe con el nombre de *clamp,* palabra inglesa que no tiene para la radio una traducción aceptable.

La señal de audio se aplica a la válvula moduladora, la cual queda conectada como resistencia de drenaje para la corriente que pasa por R, suma de la corriente de pantalla y la drenada a masa. Es evidente que la tensión de pantalla fluctuará siguiendo las variaciones de la resistencia interna de la válvula *clamp,* la cual depende de la tensión de audio impresa a su grilla. Se produce así modulación por *estrangulamiento* de la corriente de placa, ocasionada por la disminución de la tensión de pantalla. El circuito debe ser ajustado de manera que sin modulación la tensión de pantalla de la válvula de R.F. sea la normal, y eso se consigue si la válvula moduladora trabaja al corte; al no haber corriente anódica no hay caída adicional en R. Al haber tensión de audio la válvula inferior toma corriente y la caída adicional en R reduce la tensión de pantalla de la de R.F.

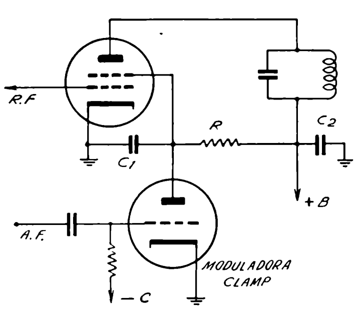


Fig. 286. — Modulación en pantalla con válvula Clamp.

Este tipo de modulación, al igual que todos los sistemas que varían el rendimiento, sólo permiten trabajar a la válvula de R.F. con un rendimiento medio de 50 % del máximo, y en nuestro caso es evidente, pues la corriente anódica variará entre la máxima, que es sin modulación, hasta un mínimo, que teóricamente es nula. Evidentemente, la potencia en placa fluctúa entre un máximo y cero, luego el valor medio será la mitad del

máximo permitido para la válvula. En contraposición tenemos que la potencia de audio necesaria es mucho menor que para la modulación de alto nivel. Además, conviene citar que la impedancia del circuito de pantalla no es lineal, de modo que este tipo de modulación sólo es apto para transmisiones de palabra. La falta de linealidad de la impedancia se explica porque las válvulas comunes no presentan una característica recta de tensión de pantalla versus corriente de pantalla.

En el circuito de la figura 286 los capacitores de paso de R.F. no deben ofrecer un camino de baja impedancia a la señal de audio, por lo que sus capacidades están limitadas a 500 $\mu\mu$ F. La válvula *clamp* se elige de manera que pueda admitir la corriente anódica necesaria para provocar en R la caída adicional prevista.

Modulador balanceado para suprimir la portadora

El análisis de las potencias en la etapa final de R.F. de un transmisor nos dice que para emitir bandas laterales de 100 Watt cada una, por ejemplo, necesitamos una portadora de 400 Watt. En total tenemos 600 Watt, y la señal emitida llega a los receptores con un efecto equivalente a 100 Watt solamente, pues en la operación de detección se elimina la portadora y una de las bandas laterales. Esto justifica los esfuerzos hechos en los últimos años para suprimir primero la portadora y luego una de las bandas laterales.

Veamos cómo se puede suprimir la portadora en un modulador como el de la figura 287, que se llama *balanceado*. Se trata de una etapa simétrica de R.F., pero que tiene la particularidad de que la señal de audio (A.F.) se aplica en forma simétrica, o sea en forma de dos señales iguales con 180° de diferencia de fase. La señal de R.F. proveniente de las etapas previas alimenta a las dos válvulas en paralelo. Escribamos, de acuerdo con el análisis de la modulación hecho anteriormente, las expresiones de las corrientes totales en ambas válvulas, que llamamos i_1 e i_2:

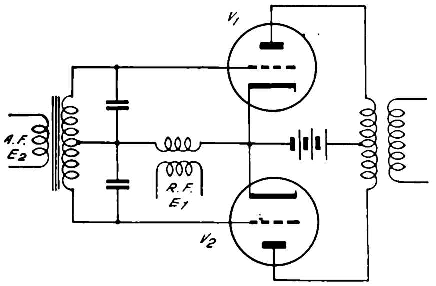


FIG. 287. — Modulador balanceado para suprimir la portadora.

$$i_1 = S_a E_1 (1 + m E_2 \text{ sen } \omega t) \text{ sen } \Omega t$$
$$i_2 = S_a E_1 (1 - m E_2 \text{ sen } \omega t) \text{ sen } \Omega t$$

en cuyas expresiones hemos llamado S_a a la transconductancia de las válvulas que son iguales; E_1 es la amplitud de la tensión de R.F. y E_2 la de audio. Esta última está en oposición de fase en la segunda válvula y por ello lleva signo negativo. Hemos usado la función senoidal en lugar del coseno, pero ello sólo significa corrernos medio ciclo en el tiempo.

Las dos corrientes de la expresión anterior recorren el tanque de salida, cada una por cada mitad del mismo, en sentidos contrarios, como corresponde a una disposición simétrica, luego debemos restarlas para hallar la corriente resultante que ejercerá efecto sobre el secundario. Haciendo la resta se tiene que se elimina el término en E_1 por aparecer una vez positivo y una vez negativo, y queda:

$$i = i_1 - i_2 = S_a\, E_1\, m\, E_2 \text{ sen } \omega t \text{ sen } \Omega\, t + S_a\, E_1\, m\, E_2 \text{ sen } \omega\, t \text{ sen } \Omega\, t =$$
$$= S_a\, m\, E_1\, E_2\, 2 \text{ sen } \omega\, t \text{ sen } \Omega\, t$$

Pero por Trigonometría ya sabemos la equivalencia del doble producto de los senos de dos ángulos, de modo que nos queda:

$$i = m\, S_a\, E_1\, E_2\, [\text{sen } (\Omega + \omega)\, t + \text{sen } (\Omega - \omega) t]$$

donde $\Omega = 2\pi F$ es la R. F. y $\omega = 2\pi f$ es la audiofrecuencia. La última es la ecuación de una corriente correspondiente a las bandas laterales y la portadora ha desaparecido, tal como lo anunciamos. La potencia de la onda modulada disminuye en proporción 1,5 a 0,5, es decir a la tercera parte.

El problema que queda pendiente es la detección en el receptor. Para realizarla hay que inyectar a la señal formada solamente por bandas laterales una portadora, pero en ello no se gasta potencia, pues se trabaja con señales débiles, que sólo representan una pequeña tensión. La operación consiste en colocar en el receptor un oscilador de R.F. que produce una señal cuya frecuencia coincide con la de la portadora suprimida.

Supresión de una banda lateral

Solucionado el problema de la supresión de la portadora, con lo que la potencia del emisor se redujo a la tercera parte, se buscó la forma de suprimir una de las bandas laterales, con lo que la potencia se redujo a la mitad todavía, quedando solamente la sexta parte de una onda completa, con su portadora y dos bandas laterales. El sistema se popularizó con el nombre de S.S.B. (de: *single side band*).

Para realizar la supresión de una de las bandas laterales se coloca a la salida de la señal de R.F. en el emisor un filtro pasa-altos a la frecuencia de la portadora F, según lo muestra la figura 288. Todas las frecuencias inferiores a F serán atenuadas, y entre ellas la (F — f) de la banda lateral inferior. El conjunto LC se encarga de realizar el filtrado aludido. No

habría inconvenientes en que el filtro sea pasa-bajos y se elimine la banda lateral superior.

En la práctica se han adoptado soluciones que permitieron la emisión de banda lateral única sin problemas de frecuencias imágenes, etc. Para ello se acudió a la doble conversión, sistema que se esquematiza en la figura 289. La modulación balanceada que suprime la portadora se hace sobre una señal de R.F. de frecuencia baja, que no es la definitiva de emisión. Sobre esta señal se aplica un modulador, que podría ser del tipo de la figura 287. Luego colocamos el filtro pasa-altos que suprime una de las bandas laterales, en este caso la inferior. De aquí vamos a una etapa mezcladora, la que recibe por un lado una señal de R.F. de la frecuencia de emisión, y por el otro la señal de banda lateral única. De la mezcla resulta la señal de R.F. de banda lateral única que va a un amplificador lineal de potencia, y que es la etapa final del emisor.

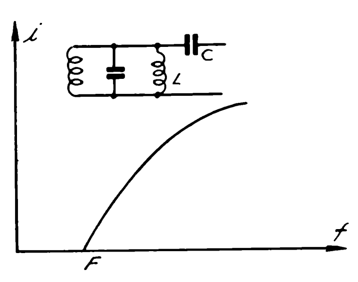


Fig. 288. — Supresión de una banda lateral mediante un filtro pasa-altos.

Es de hacer notar que el análisis profundo de las emisiones de banda lateral suprimida y del tipo S.S.B. ocupan actualmente volúmenes enteros,

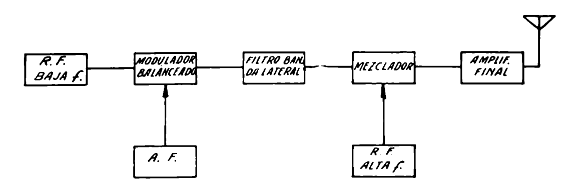


Fig. 289. — Esquema sintético de un circuito de banda lateral única a doble conversión.

de modo que extender el tema dentro de un tratado general sería siempre insuficiente. No obstante describiremos una ingeniosa y simple modulación en pantalla, de portadora suprimida en los intervalos sin modulación, debida a Rothman.

Modulación Rothman en pantalla

Los inconvenientes derivados de la modulación en pantalla, que al igual que la de grilla o de supresora, no permiten hacer trabajar a la vál-

vula final de R.F. a su máximo rendimiento, sino a más o menos la mitad del mismo, hicieron buscar otros sistemas, entre los cuales el de Max Rothman es el más ingenioso. Consiste, según vemos en la figura 290, en tomar parte de la señal de R.F. a la salida mediante un lazo de captación sobre el tanque final, rectificarla y aplicarla a la pantalla como tensión de este electrodo; pero antes de aplicarla se le introduce la modulación, de modo que la tensión de pantalla de la válvula de R.F. será variable según las ondulaciones de la señal de audio. En el sistema común de modulación en pantalla el ángulo de trabajo de placa de la válvula de R.F. varía siguiendo la modulación, mientras que en este sistema, en cambio, la portadora rectificada tiende a aumentar el ángulo de trabajo, precisamente cuando la modulación tiende a reducirlo, de manera que, teóricamente se mantiene constante ese ángulo. En la práctica, si bien no se logra esa perfección, el resultado es aceptable. Para aumentar la eficiencia del sistema, debido a que con tensión nula en pantalla no se anula la corriente anódica, se incluye una batería de 22,5 V para polarizar negativamente la pantalla y anular así la corriente anódica.

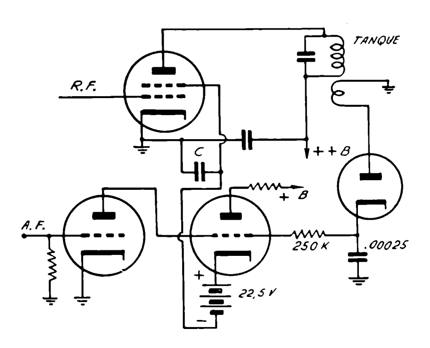


Fig. 290. — Circuito de la modulación Rothman en pantalla.

Veamos el funcionamiento. Sin modulación no hay tensión en pantalla, o, mejor dicho, hay una pequeña tensión negativa, con lo que la corriente anódica se anula. Luego no hay portadora, por lo que este sistema, en los instantes en que no hay modulación, es de portadora suprimida. Al modular aparecen la portadora y las bandas laterales, por lo que pasa a ser un sistema común. El resultado es que el promedio de potencia se reduce con respecto al montaje clásico. Cuando la modulación es máxima, o sea con 100 %, la tensión media de pantalla debe ser ajustada al 50 % del valor máximo para ese electrodo, lo que se consigue regulando la espira de captación. La onda de audio extiende sus picos desde cero hasta el doble de esa tensión media, y se produce el 100 % de modulación preconizado. Como la corriente anódica es menor que la que consumiría la válvula en condiciones de modulación en placa, puede aumentarse la tensión anódica hasta 1,5 a 2 veces la normal máxima sin superar la disipación. El capacitor de C de paso de R.F. en pantalla debe ser limitado a 250 μμF para evitar la absorción de los tonos agudos. Para el ajuste de resonancia de la etapa de R.F. hay que hacer la advertencia de que la

corriente anódica no acusa un mínimo, como ocurre en las etapas convencionales, sino un máximo, y sin modulación un valor muy bajo, mucho menor que el normal.

Modulación de fase

Para modular una onda de R.F. puede variarse cualquiera de las características de la misma. Hemos visto ya todos los sistemas de variación de amplitud y al comienzo del capítulo hicimos una referencia a la modulación de frecuencia. Todavía hay otra posibilidad y es la modulación de fase. Para imaginar rápidamente en qué consiste, pensemos en un vector que representa la tensión de R.F. que gira a velocidad concordante con su frecuencia, pero a esa velocidad de giro, que normalmente es constante, le imprimimos variaciones concordantes con la onda de audio; éste es, en síntesis, el procedimiento de la modulación de fase.

En el análisis resulta que si la frecuencia de la señal de R.F. es F, al modular esa frecuencia tiene un valor:

$$F' = F + f\,\Delta\theta\,\cos\,2\,\pi\,f\,t$$

donde f es la frecuencia de la señal de audio y $\Delta\theta$ es el apartamiento máximo de fase para 100 % de modulación. Como la desviación depende de la frecuencia de audio, resulta que se acentúa para los tonos agudos y disminuye para los graves, lo que representa un inconveniente. Ello, y otras razones de diversa índole hace que le asignemos a la modulación de fase un valor teórico y no se describan los montajes para realizarla.

MODULACION DE FRECUENCIA

Hemos dicho que la modulación de amplitud consistía en alterar el valor instantáneo de las sucesivas amplitudes de la señal de radiofrecuencia. en proporción con la amplitud de la onda de audio; la modulación de frecuencia consiste en dejar constante la amplitud de la señal de radiofrecuencia, alterando en cambio su número de ciclos por segundo. Supongamos que se representa en un gráfico como el de la figura 291 la frecuencia de la señal de R.F. o portadora con el transcurrir del tiempo; si se tratara de una onda modulada en amplitud o de una señal sin modular, el gráfico daría la recta punteada. Pero como vamos a alterar la frecuencia F de la portadora en una cantidad ΔF que depende de la amplitud y forma de onda de la audiofrecuencia, se tiene el gráfico dado por la curva llena. La frecuencia de la portadora se desvía de su valor constante a ambos lados, es decir, aumenta y disminuye de una cantidad dependiente de la onda de audio. A un pianísimo corresponde una pequeña desviación y a un fortísimo una más grande.

Pero esa alteración dura un tiempo que se indica en el gráfico como la inversa de una frecuencia de audio f. Y es que el período de la alteración es precisamente el que corresponde a la nota de audio a modular, y como el período es inverso de la frecuencia, según las leyes de la corriente alternada, tenemos que si la nota a modular es de 100 ciclos por segundo, la alteración de la frecuencia F de la portadora durará:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{100} = 0{,}01 \text{ segundo}$$

Y así para cualquier otra frecuencia de que se trate. Para poder modular con ondas de audio de cualquier frecuencia, se alterará la frecuencia de la portadora un número de veces por segundo igual a esas mismas frecuencias de audio. Y la magnitud del apartamiento depende del nivel de la onda de audio a modular sobre la portadora.

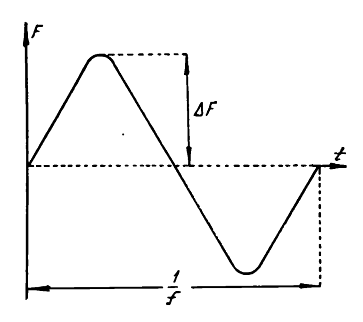


Fig. 291. — Mecanismo de la modulación de frecuencia.

Para comprender más cabalmente este tipo de modulación, veamos el gráfico de la figura 292 que representa los dos sistemas de modulación, arriba el de amplitud y abajo el de frecuencia.

En el centro del gráfico se ve la onda de baja frecuencia con la que se ha modulado a la portadora. Para el análisis previo la suponemos senoidal, aunque en la práctica ello sea muy raro. Al comienzo y al final de los gráficos superior e inferior tenemos las portadoras sin modular, es decir en los tramos AB y DE en que no hay señal moduladora.

El gráfico superior nos muestra el proceso de la modulación de amplitud. En él se varía la amplitud de la portadora siguiendo las variaciones de la señal de baja frecuencia. Obsérvese que en ningún momento se altera la frecuencia de la portadora ni antes, ni durante, ni después de la modulación. Lo que varía es la amplitud de tal portadora. Se define precisamente con el nombre de *profundidad de modulación* a la relación entre el apartamiento de la cresta de la portadora con respecto a su amplitud sin modular, referida a esta amplitud. En la figura, la profundidad de modulación se calcularía así: m = a/A valor que multiplicado por 100 da la cifra en %. Es fácil ver que el máximo de profundidad ocurre para a = A, es decir 100 % de modulación. Pero si se considera el valor de *a* referido a la cresta positiva, puede admitirse un porcentaje mayor de 100 % con achatamiento de la cresta negativa, es decir con deformación.

Veamos en cambio en el gráfico inferior cómo se produce la modulación de frecuencia. La amplitud de la portadora no se altera durante el proceso de modulación, pero en cambio varía su frecuencia. Para las crestas positivas de la baja frecuencia moduladora la frecuencia de la portadora disminuye mientras que para las crestas negativas aumenta. La profundidad de modulación se definiría en este caso como la relación entre la desviación de frecuencia de la portadora referida a su frecuencia normal:

$$m = \frac{\Delta F}{F}$$

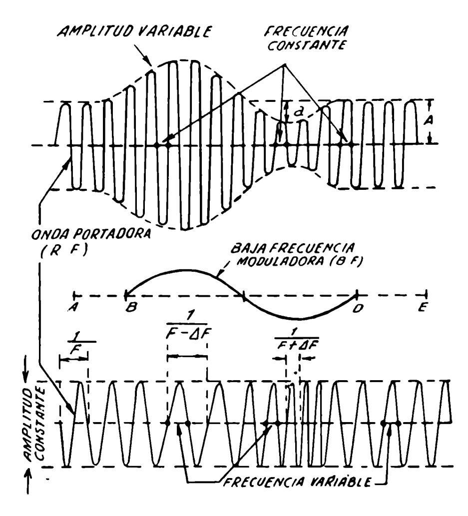


Fig. 292. — Mecanismo y gráficos comparativos de las modulaciones de amplitud y de frecuencia.

La limitación de esta cifra también parecería que fuera el 100 % de modulación, pues la portadora bajaría hasta frecuencia cero en este caso, pero en la práctica los apartamientos de frecuencia interfieren los canales vecinos, de manera que se han fijado normas que determinan el máximo en Kc/s; así, un canal para M.F. tiene 150 Kc/s de ancho para permitir los apartamientos máximos a cada lado de la portadora.

En modulación de frecuencia hay que definir otro factor muy importante, y es el *índice de modulación.* Es el cociente entre la desviación de la frecuencia de la portadora y la frecuencia de la onda moduladora. Pero conviene aclarar esto en detalle.

La frecuencia de la onda moduladora de A.F. en el sistema de modulación de amplitud queda impresa en la portadora por la forma de variación de las crestas, según se ve en la figura 292. En el caso de la modulación de frecuencia no se ve en la figura tal cosa, pero el ritmo o la velocidad con que se producen las variaciones de frecuencia de la portadora corresponde precisamente a la frecuencia de la onda moduladora. Por ejemplo, si se modula con una señal senoidal de 200 c/s las alteraciones de frecuencia en uno y otro sentido de la portadora ocurrirán 200 veces por segundo. Esto no se puede dibujar en el gráfico, pero los circuitos

reaccionan de acuerdo con esas cifras. No debe confundirse esa velocidad de variación con la magnitud de la desviación de frecuencia de la portadora, que es proporcional a la amplitud de la A.F. moduladora.

El índice de modulación se designa con la letra β y vale:

$$\beta = \frac{\Delta F}{f}$$

Ahora, volviendo a la definición del índice de modulación, supongamos una onda de A.F. de 10 Volt de amplitud, pero cuya frecuencia es en un instante 50 c/s y en otro instante 5.000 c/s. La amplitud de 10 V produce en la portadora un apartamiento de frecuencia de por ejemplo 1.000 c/s. El índice de modulación vale el cociente entre 1.000 y la frecuencia de la moduladora, es decir, 50 en un caso y 5.000 en el otro, resultando 20 y 0,2 respectivamente. Estos resultados nos dicen que el índice de modulación disminuye con el aumento de la frecuencia de la señal moduladora.

Resumiendo las dos situaciones comentadas, el índice de modulación es directamente proporcional al nivel de la onda moduladora e indirectamente proporcional a la frecuencia de la misma. Lo primero es normal, pero lo segundo debe ser corregido. Para tal fin se realiza un proceso que consiste en aumentar la ganancia de las señales moduladoras de frecuencias altas para igualar el índice de modulación a todas las frecuencias, proceso

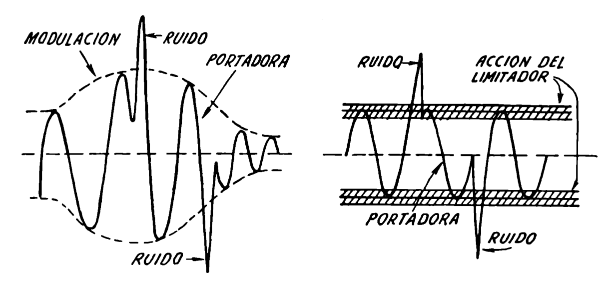


FIG 293. — Los ruidos modulan la señal en amplitud, de manera que en M.A. quedan impresos en la envolvente, mientras que en M.F. quedan cercenados por la acción del limitador.

que se llama *pre-énfasis* o *pre-acentuación*, de lo cual nos ocuparemos más adelante.

La ventaja predominante de la modulación de frecuencia sobre la de amplitud es la de suprimir los ruidos, cosa que se comprende fácilmente si se piensa que éstos modulan las señales en amplitud al actuar sobre la antena, o las etapas amplificadoras (ver figura 293). En el sistema de modulación de amplitud los ruidos se mezclarán entonces con el sonido inyectado

sobre la portadora y no hay forma simple de suprimirlo sin afectar la envolvente de modulación. En el caso de la modulación de frecuencia, en cambio, si se coloca un dispositivo que se llama *limitador* que suprime toda señal que esté por debajo o encima del nivel de la portadora, se eliminará la modulación de amplitud que producen los ruidos, tal como se puede ver en la figura 293. Esto es posible porque aquí no se necesita ninguna variación en la amplitud de la portadora para tener impresa la modulación. El limitador debe mantener constante la amplitud de la portadora dentro de dos límites, máximo y mínimo, y con ello los ruidos no aparecen en el resto del circuito. En esta figura el diagrama de la izquierda corresponde a modulación de amplitud y el de la derecha a modulación de frecuencia, pudiéndose apreciar de inmediato la diferencia de comportamiento ante los ruidos.

Mecanismo de la modulación de frecuencia

El principio de la modulación de frecuencia puede verse en la figura 294. El conjunto LC forma el tanque del oscilador que genera la onda portadora, que sería de frecuencia fija si no se actuara sobre el tanque. La válvula que allí aparece se llama *de reactancia* y tiene por objeto variar la capacidad del tanque para variar la frecuencia de la portadora en cantidades proporcionales a la amplitud de la señal de audio. Veamos el mecanismo de este proceso.

La válvula tiene entre placa y grilla un capacitor C_1 que está en serie con el resistor R de grilla. La capacidad de C_1 es pequeña de manera que su reactancia será muy grande con respecto al valor de R. La tensión anódica presente entre placa y cátodo, quedará casi totalmente entre los bornes de C_1 y casi nada en los de R.

Tenemos así el siguiente análisis: la corriente anódica es directamente proporcional a la tensión de grilla y está en fase con ella. Ahora bien, de la tensión total entre A y D la parte que queda entre A y B resulta defasada en 90 grados con respecto a la que hay entre B y D por el efecto de la capacidad, y como la impedancia de C_1 es mucho mayor que la de R, puede admitirse que la tensión entre A y D, tensión anódica, está defasada 90 grados con respecto a la que hay entre BD, que es la tensión de grilla. Luego, la corriente anódica adelanta 90 grados con respecto a la tensión de placa, y esto se interpreta como que la válvula se comporta como un capacitor, de ahí el nombre de *reactancia* que se le asigna.

Veamos ahora si esa capacidad ficticia es constante o variable. Como la corriente anódica depende directamente de los valores instantáneos de la tensión de grilla, si polarizamos este electrodo con una tensión fija, la válvula presentará una capacidad constante. Pero si aplicamos a la grilla la onda de audiofrecuencia proveniente del micrófono, la tensión instantánea de grilla seguirá las variaciones de esa onda, con lo que la corriente

anódica también las seguirá. El capacitor ficticio toma corriente de intensidad variable, luego su capacidad es variable, con el ritmo de la señal de audio.

Veamos ahora cómo podemos utilizar esas variaciones para alterar la frecuencia de la portadora. El circuito sintonizado está formado por L y C en la figura 294. En paralelo con C está la válvula que representa un capacitor variable. Si en un circuito sintonizado alteramos L o C modificaremos la frecuencia propia de la resonancia. En este caso se varía C y esas variaciones siguen el ritmo de la señal de audio, luego la frecuencia de la portadora variará en proporción con la amplitud instantánea de la onda de audio. Las variaciones ocurrirán tantas veces por segundo como ciclos tenga la señal de audio en ese tiempo. Se ha producido la modulación de frecuencia que necesitábamos. El capacitor C_2 de la figura sirve de paso a la R.F. para que la portadora no pase por el secundario del transformador de modulación y se produzca, sin quererlo, modulación de amplitud

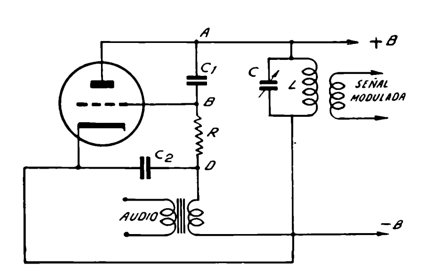


FIG. 294. — Esquema básico de la modulación de frecuencia.

El sistema descripto, en el cual la válvula se comporta como un capacitor variable, tiene una variante que se ve en la figura 295. Aquí se han invertido las posiciones del divisor de tensión entre placa y cátodo, de modo que el resistor R queda entre placa y grilla y el capacitor C entre grilla y cátodo. Siendo R muy grande con respecto a la reactancia de C, la tensión en R es prácticamente casi toda la tensión anódica, y por ser resistivas las ramas de R y del tanque en resonancia, la corriente a través de R está en fase con la tensión. La corriente a través de C en cambio adelanta 90° con respecto a esa tensión, con lo que la corriente anódica de radiofrecuencia quedará en fase con la tensión de grilla pero atrasará 90° con respecto a la corriente en C. Luego la válvula se comporta como una inductancia pura en paralelo con el circuito sintonizado.

Si hacemos variable la corriente anódica, inyectando la señal de audio en la pantalla, el valor de la inductancia ficticia seguirá las variaciones de la amplitud de audio. El circuito sintonizado tendrá una frecuencia en concordancia con el valor total de la inductancia, es decir con la adición de los efectos de la bobina del tanque y de la válvula. La frecuencia de la portadora tendrá apartamientos desde su valor central que seguirán las

variaciones de la señal de audio, con lo que se produce la modulación de frecuencia.

Si se analizan simultáneamente los circuitos de las figuras 294 y 295, y se recuerda que entre las tensiones de grilla y placa de una válvula hay un defasaje de 180°, se comprenderá en seguida que si en la 294 la corriente anódica está 90° en adelanto, en la 295 debe estar 90° en atraso.

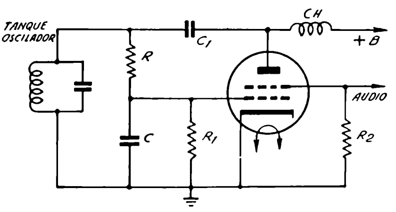


FIG. 295. — Otra variante del esquema básico para modulación de frecuencia.

Esquema de la modulación de frecuencia

La válvula de reactancia que oficia de moduladora en este sistema debe quedar derivada sobre el circuito tanque del oscilador que genera la onda portadora. La figura 296 nos muestra la forma de aplicar lo dicho en un esquema que abarca ambas válvulas.

La válvula moduladora tiene su divisor de tensión formado por C_1 de baja capacidad en serie con R_1, tal como se vió en la figura 294.

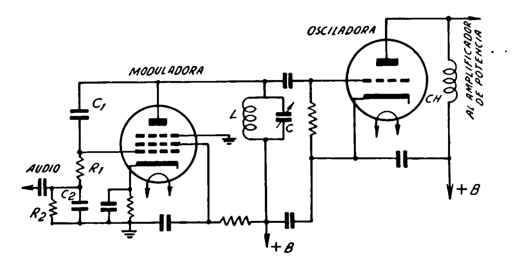


FIG. 296. — Esquema de la modulación de frecuencia aplicada al tanque de grilla del oscilador de R.F.

Al propio tiempo se aplica a la grilla tensión de audio que proviene del micrófono, aunque en realidad falta intercalar algunas etapas. El resistor R_2 permite disponer en sus bornes de la tensión de audio y el capacitor C_2 de muy baja capacidad presenta circuito cerrado para la R.F. pero tiene reactancia alta para la señal de audio.

Así las cosas pasamos a la válvula osciladora cuyo circuito tanque está formado por L y C. En paralelo con éste se encuentra la válvula de reactancia o moduladora, de acuerdo con el principio ya visto. La salida de la señal de R.F. ya modulada en frecuencia se envía al amplificador

de potencia del transmisor, previa la intercalación del número de etapas que sea necesario. Hay que hacer la aclaración de que los circuitos tanque de las etapas subsiguientes no deben ser de Q elevado, porque la señal de R.F. no tiene frecuencia fija sino que realiza excursiones de frecuencia hacia arriba y hacia abajo, siguiendo las variaciones de la amplitud de la señal de audio. En cambio, la amplitud de la señal de R.F. debe mantenerse constante.

Amplificador de pre-énfasis o pre-acentuación

Al principio hemos dicho que el índice de modulación se reducía a medida que aumentaba la frecuencia de la señal moduladora, y en el caso presente esta última es la de audiofrecuencia proveniente del micrófono.

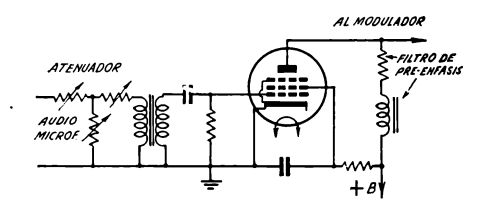


Fig. 297. — Preamplificador de micrófono con filtro de pre-énfasis o pre-acentuación.

Por lo tanto será necesario disponer de un método de aumentar la ganancia del preamplificador de audio para las frecuencias altas. Además, debido a que la mayor parte de los ruidos ocupa una gama comprendida entre 5.000 y 15.000 ciclos por segundo, la preacentuación se hace más necesaria aún para sobresalir por encima del nivel de ruidos. Por debajo de los 20 ciclos se hace decaer la amplificación para no entorpecer cualquier corrección que se haga sobre la frecuencia de la portadora en muy pequeño grado.

La figura 297 nos muestra el tipo de preamplificador utilizado en los moduladores de frecuencia, cuya salida se aplica directamente a la entrada de la figura 296. Vemos allí un atenuador que gobierna la amplitud de la tensión que entrega el micrófono, y que para los casos comunes es de — 7 dB por debajo del nivel cero, con lo cual debemos conseguir plena modulación, o sea apartamientos de frecuencia de la portadora de 75 Kc/s hacia ambos sentidos.

El transformador de acoplamiento a la grilla será diseñado de manera que proporcione una respuesta plana entre 20 y 20.000 c/s, por las razones dadas anteriormente sobre el límite inferior de frecuencias. El límite superior está impuesto por la necesidad de impedir interferencias

en los canales adyacentes y evitar los fenómenos transitorios que ocurren con señales de audio ultraaudibles.

En el circuito anódico de la válvula se ve el filtro de pre-énfasis, que consiste en un inductor y un resistor. La impedancia del conjunto comienza a crecer a partir de cierta frecuencia de audio, y con ello la amplificación efectiva de la válvula, consiguiéndose el efecto de pre-acentuación requerido. Este filtro se calcula para una constante de tiempo de 100 microsegundos de acuerdo con las normas adoptadas.

CAPITULO XI

DETECCION O DEMODULACION

El proceso inverso al de la modulación, esto es el que consiste en extraer la señal de audio de una onda de R.F. modulada se llama *detección* o *demodulación*. Si nos atenemos a los sistemas básicos de variación por los cuales se produce la modulación habrá dos clases de detección: de *amplitud* y de *frecuencia*. Y si nos atenemos a la forma de realizar el procedimiento, la detección de ondas moduladas en amplitud puede realizarse con válvulas o con diodos semiconductores. Usando válvulas puede aprovecharse la característica de grilla o la de placa. En la detección a diodo puede usarse también una válvula diodo. Como vemos, la sola enumeración de los sistemas posibles habla bien claro de la multitud de circuitos detectores. Y todavía falta mencionar otros que veremos más adelante.

Para realizar el estudio subdividiremos los sistemas primero en sus dos grandes grupos, según las ondas estén moduladas en amplitud o en frecuencia. Dentro de la detección de amplitud se hará una subdivisión correspondiente a la detección a diodo por su importancia práctica.

DETECCION DE AMPLITUD

En realidad deberíamos denominar a este apartado: detección de ondas moduladas en amplitud, pero en radio se acostumbra a sintetizar las denominaciones. Dentro de este tipo de detección tenemos la detección por grilla, por placa, por diodo y la regenerativa.

Detección por característica de grilla

Se basa en la curvatura de la característica corriente de grilla-tensión de grilla, a cuyo hecho debe su nombre. El montaje se realiza como se ve en la figura 298, dando a la grilla polarización nula, de modo que el eje de trabajo estará en el origen de las características mútuas.

Supongamos que la antena capta una multitud de señales de radiofrecuencia moduladas, de las cuales se selecciona una mediante el circuito

sintonizado, de manera que entre grilla y cátodo habrá una tensión importante sólo de la señal a la cual dicho circuito está en resonancia.

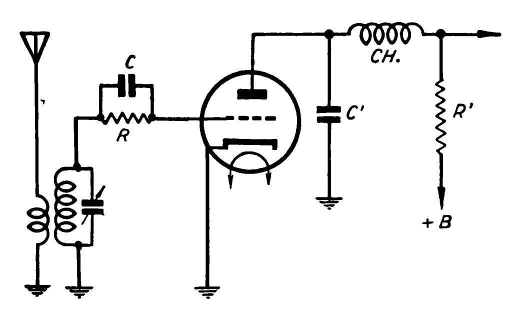


FIG. 298. — Esquema básico de la detección por característica de grilla.

Veamos la característica corriente-tensión de grilla, que se muestra en la figura 299. El eje de trabajo, por tener la grilla polarización nula, estará sobre el eje de tensión cero. Aplicada a la grilla una tensión modulada, se ve que durante los semiciclos positivos de la onda captada circulará corriente de grilla, la que provocará caídas de tensión en la resistencia R, llamada *de escape de grilla.*

Las caídas de tensión en dicha resistencia dan a la grilla tensiones de polarización variables, que siguen la envolvente de la portadora, por lo que la corriente de placa será variable, con dos clases de variaciones superpuestas. Una que sigue las fluctuaciones del potencial entre extremos de la resistencia R, entre sus máximos y mínimos, es decir, que siguen la envolvente de la portadora, y la otra que corresponde a la alta frecuencia, y que por lo tanto conviene eliminar en el circuito de placa mismo. Para ello se coloca un filtro formado por un choque y un capacitor C' en el circuito anódico.

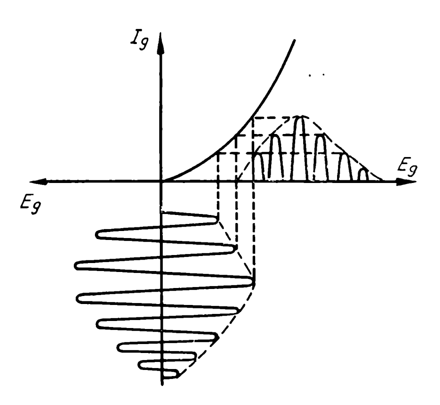


FIG. 299. — Mecanismo de la detección por característica de grilla.

Las variaciones de la corriente de placa, que responden a la envol-

vente de la portadora, son de audiofrecuencia y ocasionan en la resistencia R′ de carga de placa tensiones del mismo carácter, que son transferidas a la etapa siguiente. Tendremos, pues, en los bornes de la resistencia R′ una tensión de audiofrecuencia, que es de igual forma de onda y frecuencia que la que se utilizó para modular la onda portadora, es decir, hemos completado el proceso de la detección.

El capacitor C en paralelo con la resistencia R sirve de paso a la radiofrecuencia, y su valor debe ser pequeño para que la constante de tiempo del conjunto formado por él, la resistencia R y la resistencia grilla-cátodo, sea de valor tal que no se bloquee la grilla. Se utilizan normalmente valores entre 0,0001 y 0,00025 microfarad.

La resistencia R debe ser del mayor valor posible a fin de tener entre sus extremos una tensión del mayor valor, compatible con un funcionamiento correcto. Un valor máximo recomendable, es de alrededor de 2 Megohm, para ondas de telefonía, y para telegrafía se pueden usar valores más elevados, hasta 3 veces el anterior. A medida que se toman para R valores menores se reduce la sensibilidad del detector, pero disminuye conjuntamente la distorsión porque se toma una porción menor de la curvatura de la característica de grilla. Otro inconveniente del montaje descripto es que absorbe corriente del circuito de entrada, lo que ocasiona una reducción de la selectividad del mismo.

Detección por característica de placa

En este tipo se aprovecha la curvatura de la característica: corriente de placa-tensión de grilla, de la válvula. La grilla se polariza de modo

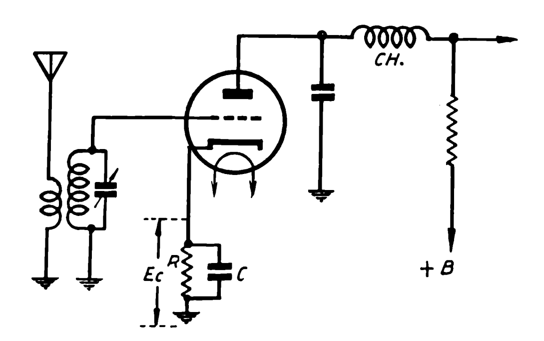


FIG. 300. — Esquema básico de la detección por característica de placa.

que el eje de trabajo esté próximo al punto de corte, donde la curvatura es más pronunciada.

El esquema del montaje se ve en la figura 300 donde la polarización debida de grilla se da mediante el conjunto resistencia-capacidad RC.

La antena capta una serie de señales moduladas pero el circuito sintonizado está en resonancia con una de ellas, por lo que entre grilla y cátodo sólo habrá una tensión importante para esa señal determinada.

Veamos el funcionamiento en la característica mencionada, que se ve en la figura 301. La polarización de grilla ha llevado el eje de trabajo al punto P, de modo que al superponer a la tensión continua de grilla la de la onda modulada, debido a la curvatura de la característica se obtendrá una corriente de placa deformada con respecto a la onda original, puesto que los semiciclos de un lado del eje de trabajo serán amplificados y los del otro lado casi desaparecen, por la cercanía del eje de corriente anódica nula.

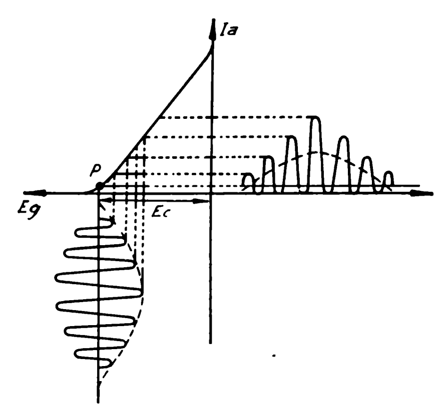


FIG. 301. — Mecanismo de la detección por característica de placa..

La corriente de placa es de forma compleja. Están presentes, por lo pronto, semiciclos de radiofrecuencia que se eliminan del circuito anódico mediante un filtro, formado por un choque y un capacitor, como se ve en la figura, que se conectan a la placa. La otra variación presente en el circuito de placa es el valor medio de las semi-ondas de alta frecuencia que hemos representado con línea punteada, y que tienen la forma de onda de la envolvente de la portadora; es decir, se trata precisamente de la onda de audiofrecuencia que pensábamos detectar, y que encontraremos como una tensión entre los extremos de la resistencia de carga anódica, pudiendo por lo tanto transferirse a la etapa siguiente.

La ventaja de este detector con respecto al anterior es su mayor amplificación para señales de cierta amplitud, porque para las débiles no se comporta bien debido a que la válvula trabaja en la zona de la característica que tiene coeficiente de amplificación reducido. Además no toma corriente del circuito de entrada por lo que se dispondrá de mayor selectividad.

Detección regenerativa

Si en un oscilador a grilla sintonizada reducimos el grado de realimentación de modo que no llegue a oscilar, tenemos un amplificador de R.F., pero como en el circuito de grilla insertamos el conjunto de resistor y capacitor característico de la detección por característica de grilla, se produce la detección. La figura 302 nos da el circuito usado, y vemos que, como queremos obtener audio del circuito anódico, hay que poner como carga de placa una inductancia alta para audio y baja para la R.F. El problema se resuelve con un inductor con núcleo de hierro y un capacitor de paso de R. F. a masa. Como generalmente se emplean pentodos, el grado de realimentación se puede variar regulando la tensión de pantalla mediante un potenciómetro.

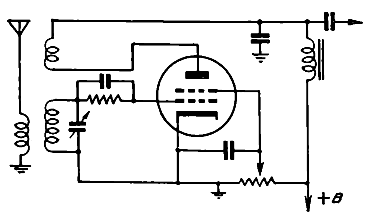


FIG 302. — Esquema de la detección regenerativa

También pueden usarse triodos, en cuyo caso puede ser variado el grado de realimentación insertando un capacitor variable C_v entre la bobina de realimentación y masa, como lo vemos en la figura 303.

Este tipo de detector, sea con control de *reacción* o *realimentación* por pantalla o por un capacitor variable, se llama *regenerativo* y para operar se da un grado de realimentación que provoca el comienzo de la oscilación, la cual se pone de manifiesto en cuanto se sintoniza una señal. En ese momento se escucha un silbido y entonces se reduce la realimentación con el elemento variable y se puede escuchar la estación deseada.

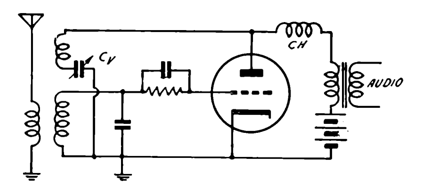


FIG. 303. — Otra forma de variar el grado de realimentación en la detección regenerativa.

Una variante de interés consiste en hacer funcionar el circuito realimentado al borde de la oscilación, con lo que se tiene una gran sensibilidad. La condición de oscilación debe producirse y anularse a un ritmo más elevado que las señales de audio más altas, o sea de mayor frecuencia. Veamos esto en la figura 304, circuito que se denomina *super-regenerativo.*

Hay que alimentar a la válvula con un generador de frecuencia inaudible, por ejemplo 20.000 c/s. La realimentación es grande y provoca el comienzo de la oscilación, aprovechándose la enorme sensibilidad en esa

condición; de inmediato, el medio ciclo siguiente de la señal de 20 Kc/s interrumpe las oscilaciones y así siguiendo. El tono de esa frecuencia elevada no se escucha en los teléfonos o en el parlante. El detector funciona igual que el regenerativo, sólo que tiene mayor sensibilidad.

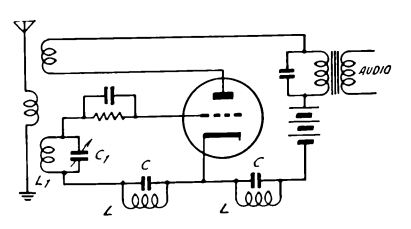


FIG. 304. — Esquema de la detección superregenerativa.

Los circuitos LC de la figura están acoplados entre sí y resuenan en 20 Kc/s; como pertenecen uno al circuito de placa y otro al de grilla, la misma válvula hace de osciladora de 20 Kc/s. Para esa frecuencia, la inductancia L_1 del tanque de grilla tiene baja impedancia y no entorpece la oscilación. El capacitor C_1 es el de sintonía, y al bobinado L_1 está aplicado el de captación de antena, en la forma usual.

DETECCION POR DIODO

El sistema más empleado en la actualidad para detectar ondas moduladas es el que pasamos a describir, debido a que, si bien no se dispone de la amplificación de los métodos anteriores, en cambio la forma de onda de la audiofrecuencia es más igual a la original, es decir, se obtiene menor distorsión.

FIG. 305. — Esquema básico de la detección por diodo.

La figura 305 muestra el montaje básico, debiéndose recalcar que en la práctica el diodo puede ser doble, y estar contenido en la misma ampolla de la válvula preamplificadora de audiofrecuencia, pues basta colocar una pequeña placa en la prolongación del cátodo del triodo o pentodo amplificador.

Estando presente una tensión modulada en el circuito sintonizado, ella resultará aplicada a la válvula entre placa y cátodo, pero como sólo puede fluir corriente a través del diodo cuando la placa es positiva respecto del cátodo, circulará corriente únicamente durante los semiciclos positivos de la onda modulada. Se produce pues la rectificación en la misma forma como ocurría con la corriente alternada, explicada en el capítulo III. La pequeña corriente circulante pro-

duce en el resistor R, llamado *de carga,* una caída de tensión E, que es compleja, pues tiene una componente continua, que es el valor medio de las semi-ondas de R.F., una componente de R.F. y una señal de audio, por lo que la estudiaremos detalladamente.

Veamos por lo pronto la función del capacitor C que aparece derivado sobre la resistencia de carga en la figura 305. Si no estuviera, la corriente a través de R tendría la forma de onda de la izquierda en la figura 306,

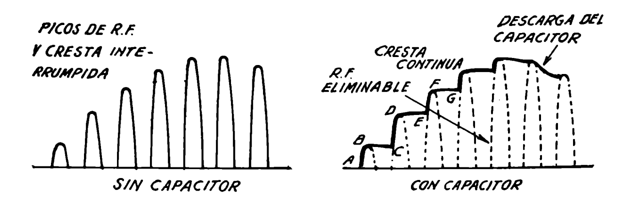


FIG 306. — Función del capacitor conectado en paralelo con la carga.

pero los flancos ascendentes cargan el capacitor C, el cual se descarga según los tramos BC, DE, en el diagrama de la derecha en la misma figura. Como la cantidad de ciclos de R.F. es muy grande, la línea quebrada ABCDEF, etc., es una curva continua, que afecta precisamente la forma de la onda de audio que se usó para modular la portadora. Si vamos a la figura 307 veremos que ahora la corriente resultante es la superposición de una continua de valor I_0 y la señal de audio que tiene su eje desplazado hacia arriba de una cantidad igual a I_0. Bastaría insertar un capacitor en el camino de esta señal mezclada para tener después del mismo sólo la señal de audio, y es lo que se hace en la práctica.

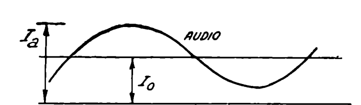


FIG. 307. — La corriente en la carga es la superposición de una continua y la de audio.

Analíticamente también puede verse lo que acabamos de describir para el funcionamiento de la detección por diodo. En el circuito de la figura 308 tenemos un generador que entrega una tensión; el generador es el secundario sintonizado que vimos en la figura 305 y la tensión es la correspondiente a una onda modulada:

$$e_a = E_0 \, (1 + m \cos \omega \, t) \, \text{sen} \, \Omega \, t$$

Esta tensión está aplicada a un circuito que tiene dos resistencias en serie: la interna del diodo R_a y la de carga R. La corriente media de

placa será la mitad del valor medio de los medios ciclos rectificados, o sea:

$$I_m = \frac{1}{2} \quad \frac{2}{\pi} \; I_M$$

siendo I_M la amplitud de los picos de los semiciclos más altos de la figura 306, izquierda e I_m el valor medio de la corriente. Luego podemos escribir:

$$I_m = \frac{E_o}{\pi \, (R_a + R)} + \frac{E_o \, m \cos \omega \, t}{\pi \, (R_a + R)}$$

donde es evidente que el primer sumando es una corriente continua y el segundo una alterna de audio, pues la pulsación que allí aparece es la de audio. La caída de tensión en el resistor de carga tiene también dos componentes. La de audio, que es la que interesa, vale:

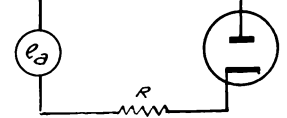


Fig. 308. — Esquema simplificado de la detección por diodo.

$$E_a = \frac{m \, E_o}{\pi} \quad \frac{R}{R_a + R} \cos \omega \, t$$

Y en todo esto vemos que ha desaparecido la R.F., primero por la rectificación, y luego por la acción enderezadora del capacitor C.

Veamos ahora la acción que ejerce este capacitor en los valores de la tensión útil de audio. En la figura 308 no colocamos deliberadamente tal capacitor, que teníamos en la figura 305. De acuerdo a la acción integradora de los picos que ya conocemos (figura 306), la tensión de audio será ahora proporcional a la amplitud de la señal de R.F. y al rendimiento en tensión del rectificador. La primera es E_o y el segundo lo designamos η. Se tiene:

$$E'_a = \eta \, m \, E_o \cos \omega \, t$$

Y para saber cómo hemos mejorado el detector. relacionemos las tensiones de audio que obtenemos en los dos casos:

$$\frac{E'_a}{E_a} = \frac{\eta \, m \, E_o \cos \omega \, t}{\dfrac{m \, E_o}{\pi} \quad \dfrac{R}{R + R_a} \cos \omega \, t} = \eta \, \pi \, \frac{R + R_a}{R}$$

que para valores de R mucho mayores que R_a como es usual y para $\eta = 0{,}8$ se tiene:

$$E'_a = 2{,}5 \; E_a$$

Quiere decir que sin el capacitor, la tensión de audio se obtenía por

el paso por R de una corriente cuyo valor medio resultaba de muchos medios ciclos de R.F. Con el capacitor, la tensión de audio resulta directamente por haberse integrado la curva, y su valor es más del doble que la que se tenía antes.

Resistencia equivalente al diodo

Para encontrar el efecto que hace el diodo al cargarlo sobre la fuente de R.F. modulada, la que generalmente es un circuito sintonizado, reemplacemos al diodo por un circuito equivalente (figura 309). Tenemos dos generadores, cada uno de los cuales aporta una de las tensiones de los numeradores de la expresión de I_m que vimos antes. O sea que el generador (1) da una tensión continua afectada por el rendimiento en tensión del diodo: ηE_0; el generador (2) da la tensión de audio afectada por el mismo rendimiento: $\eta m E_0 \cos \omega t$. Hemos eliminado el diodo, pero para hacer desaparecer de las fórmulas el rendimiento podemos suponer que hay en serie una resistencia equivalente al diodo, en cuyo caso las tensiones son el 100 % de sus valores teóricos. Veamos cuánto vale esa resistencia. La corriente en el circuito de la figura 309 sin poner todavía R_e vale:

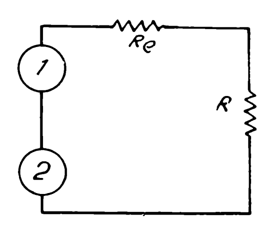


FIG. 309. — Circuito equivalente al diodo detector.

$$I_a = \frac{\eta E_0}{R} + \frac{m \eta E_0}{R} \cos \omega t$$

Y poniendo ahora R_e tenemos un nuevo valor para la corriente:

$$I_a = \frac{E_0}{R + R_e} + \frac{m E_0}{R + R_e} \cos \omega t$$

Como la corriente debe ser la misma, ello solo será posible si se cumple:

$$\eta = \frac{R}{R + R_e}$$

de la cual deducimos enseguida el valor de la resistencia equivalente al diodo:

$$R_e = R \left(\frac{1}{\eta} - 1 \right)$$

que para un caso común, $\eta = 0{,}9$ resulta $R_e = 0{,}1$ R. Y podemos saber ahora que el diodo desaparece a los efectos de los cálculos, pues se lo ha

reemplazado por una resistencia equivalente, que se suma a la de carga para dar la total que carga sobre la fuente.

Efecto de la impedancia del generador

El circuito de la figura 309 no tiene en cuenta la impedancia interna del generador, la cual, por ser un circuito sintonizado, tendrá un valor:

$$Z_o = \frac{L}{R\,C}$$

para la resonancia, que es lo normal pues se ajusta así. Ahora bien, por la figura 307 sabemos que la amplitud de la señal es el doble de la corriente continua, para 100 % de modulación, y para los cálculos podemos considerarlo así. Podemos suponer los mismos dos generadores que teníamos, pero agregando al circuito una impedancia en serie, cuyo valor está dado más arriba, pues es la interna del generador. La tensión disponible para el circuito de utilización será:

$$E'_o = E_o - I_a Z_o = E_o - 2 Z_o I_o$$

pero el valor E_o puede determinarse por el producto:

$$E_o = I_o \ (R + R_e)$$

con lo que podemos deducir el valor de la tensión que entrega la fuente:

$$E'_o = I_o \ (R + R_e + 2 Z_o)$$

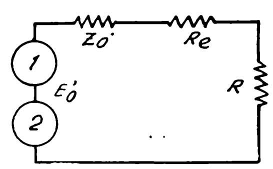


FIG. 310. — Circuito real que tiene en cuenta la impedancia del generador.

y así tenemos que el circuito equivalente será entonces el de la figura 310, con un generador de tensión E'_o y tres cargas en serie, las cuales son resistencias puras, pues Z_o tiene ese carácter en resonancia. La expresión de la corriente I_a dada antes debe modificarse ahora y poner:

$$I_a = \frac{E'_o}{R + R_e + 2 Z_o} + \frac{m\,E'_o \cos \omega t}{R + R_e + 2 Z_o}$$

Circuito detector real

En la práctica, el circuito detector a diodo que se emplea es el que vemos en la figura 311. El resistor R_1 y los capacitores C_1 y C_2 forman un filtro de R.F. (valores usuales 50.000 Ω, 100 μμF y 100 μμF). La tensión de audio se toma de un potenciómetro R_3 que oficia de control de volumen. La carga del diodo varía con este circuito, pues como el capacitor de paso que aisla la continua, C_3, es de baja impedancia para audio, R_3

queda en paralelo con la serie formada por R_1 y R. Luego la resistencia total de carga del diodo vale R′ para la continua y R″ para audio:

$$R' = R + R_1$$

$$R'' = R_1 + \frac{R\,R_3}{R + R_3}$$

y estos son los valores que van en la expresión corregida de I_a que vimos más arriba.

Veamos ahora lo que ocurre cuando en la figura 307 la onda de audio tiene una amplitud que supera al valor I_o. Como en el diodo no puede haber circulación de corriente en sentido contrario, se produce el achatamiento de la cresta negativa de audio, tal como lo vemos en la figura 312.

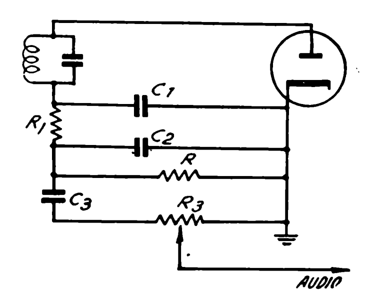


FIG. 311. — Circuito detector real.

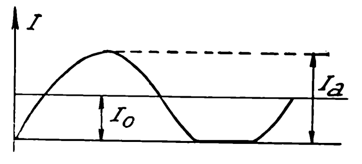


FIG. 312. — Achatamiento de la cresta negativa de audio.

Para encontrar cual es la profundidad de modulación máxima o *crítica* que puede usarse sin que se produzca el achatamiento que significa una distorsión, tomamos la ecuación de I_a con las correcciones de R′ para el primer quebrado y R″ para el segundo, y la igualamos a cero, y de ella deducimos el valor de m al cual le ponemos el subíndice c, de crítico; sale:

$$m_c = \frac{R'' + R_e + 2\,Z_o}{R' + R_e + 2\,Z_o}$$

En la práctica, para valores corrientes, se tiene que la profundidad crítica vale 0,9. Hay que hacer una salvedad y es que el valor de Z_o que aparece en las fórmulas de la corriente I_a es diferente para el primer y el segundo quebrado. La razón es que para la continua, o sea para el primer quebrado, debe tomarse el valor de la impedancia interna del generador para la onda portadora, mientras que para audio, segundo quebrado, debe tomarse la impedancia interna para las frecuencias de las bandas laterales, y para cada señal de audio diferirá en mayor o menor grado del valor central de portadora. Pero, la deducción que hicimos tiene carácter informativo, de modo

que la salvedad aclara sobre la corrección en el caso de quererse usar la expresión para realizar cálculos.

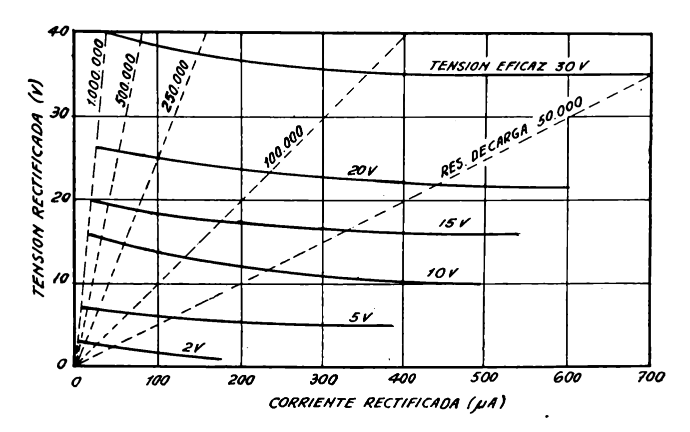


FIG. 313. — Curvas típicas de un detector a diodo 6H6.

Curvas típicas de detectores a diodo

En la práctica se emplean diodos detectores cuyos diagramas suministran las fábricas, mostrando la figura 313 el de la R.C.A. 6H6. Estas curvas dan en abscisas la corriente rectificada y en ordenadas las tensiones continuas rectificadas. Las curvas dan el valor eficaz de la tensión de señal aplicada al diodo. Las rectas oblicuas corresponden a distintos valores de la resistencia de carga estática, o sea para la continua, valor $(R + R_1)$ de la figura 311.

Ejemplo. Se aplica a un diodo 6H6 una tensión de cresta de R.F. de 22 V con una carga de 500.000 Ω. Veamos lo que resulta. El valor eficaz de la tensión aplicada es $0{,}7 \times 22 = 15$ V. Vamos a la curva de 15 V donde corta a la carga de 500.000 Ω. Resulta una tensión rectificada de 19 V y una corriente de 38 μA. El rendimiento en tensión es:

$$\eta = \frac{19}{22} = 0{,}87$$

La tensión rectificada sale también de multiplicar $38 \times 10^{-6} \times 500.000$ y nos da 19 V.

Detección con diodos de germanio

En el estudio de los semiconductores vimos que una juntura de dos tipos diferentes de germanio impuro daba un diodo, el cual puede usarse perfectamente como detector. En los esquemas vistos para detección a válvula diodo debemos reemplazar a la misma por un diodo de germanio. Los cambios en los circuitos se presentan cuando estos diodos se aplican a receptores a transistores. En la figura 314 damos un circuito típico de detector a germanio para un receptor de tal tipo, y oportunamente se volverá sobre ello.

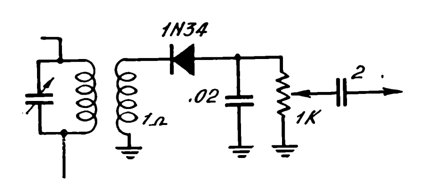


FIG. 314. — Detector típico a diodo de germanio para receptor a transistores.

DETECCION DE FRECUENCIA

Para obtener la señal de audio de la portadora modulada en frecuencia hay que disponer de un circuito capaz de convertir variaciones de frecuencia en variaciones de tensión, circuito que toma el nombre de *discriminador.* Veremos primeramente una simplificación del mismo, para comprender el funcionamiento. Recordemos que, por las razones expuestas al ocuparnos de la figura 293 usamos un limitador para las señales moduladas en frecuencia, a objeto de suprimir los ruidos. Limitando la amplitud de la señal, no permitimos que los picos de ruidos sean transferidos a las etapas siguientes. Este limitador no es otra cosa que un pentodo con tensión anódica muy reducida (unos 30 a 40 V) y que por tal motivo se satura aún con señales reducidas. Previo a todo discriminador para detectar señales moduladas en frecuencia habrá pues un limitador, sobre el cual volveremos más adelante.

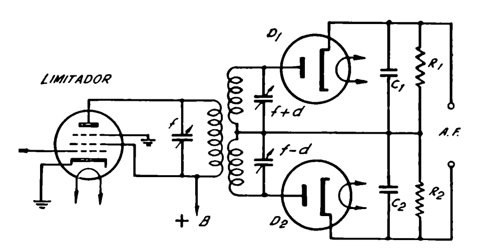


FIG. 315. — Esquema de principio del discriminador o detector de ondas moduladas en frecuencia.

La figura 315 nos muestra el limitador y el detector. La salida del limitador se aplica a un transformador sintonizado cuyo primario se hace

resonante a la frecuencia de la portadora, que llamaremos f. El secundario está compuesto por dos mitades sintonizadas, la de arriba a una frecuencia ligeramente superior (f + d) y la de abajo a una inferior (f — d), siendo la diferencia *d* una cierta cantidad de Kilociclos por segundo.

Cada rama del secundario se aplica a un diodo detector, que tiene su resistor de carga y su capacitor de filtro integrador de crestas, según ya sabemos por haberlo tratado en la detección a diodo. Los dos diodos están en oposición y los dos resistores de carga están en serie, de modo que a señales iguales en los diodos no habrá tensión alguna entre los bornes de salida. Este es el caso de que la señal no estuviera modulada, con lo que las tensiones inducidas en las ramas secundarias serían iguales, por estar fuera de resonancia pero en igual apartamiento. Ahora veamos lo que ocurre si la señal está modulada en frecuencia.

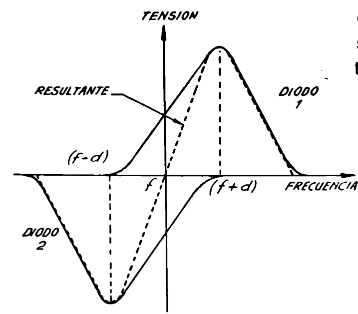


FIG. 316. — Tensiones que se aplican a los diodos detectores para distintas frecuencias de la señal, y resultante de ambas que aparece entre los bornes de salida de la fig. 315.

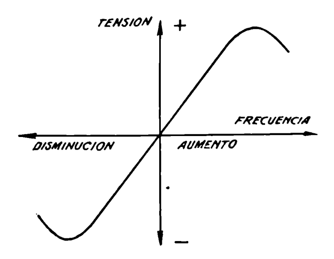


FIG. 317. — Relación entre variaciones de la frecuencia de la portadora y tensiones a la salida del descriminador.

Al llegar al primario una señal modulada en frecuencia, quiere decir que la frecuencia de la misma aumentará y disminuirá siguiendo un cierto ritmo. Cuando aumente y llegue al valor (f + d), será máxima la tensión en el diodo D_1, y cuando disminuya hasta la cifra (f — d) será máxima la tensión en el diodo D_2, y practicamente nula en D_1.

Pueden representarse gráficamente los valores que tendrá la tensión que aparece en cada rama del secundario, y por lógica consecuencia, en cada resistor de carga después de la rectificación, ya que ambas cosas son directamente proporcionales. Estos valores variarán al alterarse la frecuencia de la señal, y como los diodos están en oposición, dibujaremos la curva correspondiente al diodo D_1 hacia arriba y la del D_2 hacia abajo. El eje de la tensión corresponde a la frecuencia f de la portadora, en el gráfico que resulta y que puede verse en la figura 316.

Las curvas de tensiones en cada diodo tienen la forma de curvas de resonancia, y es lógico, ya que provienen de circuitos sintonizados. Para apartamientos de frecuencia hacia arriba de f, la tensión en D_1, va creciendo hasta llegar a su valor de resonancia (f + d) y luego vuelve a disminuir. El diodo D_2 en cambio tiene poca tensión para toda esta zona

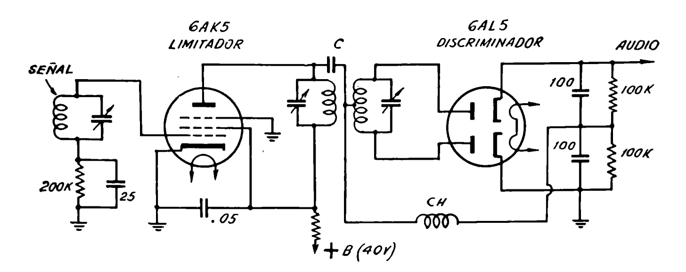


FIG. 318. — Circuito limitador y descriminador para la detección en modulación de frecuencia.

de frecuencia. Para frecuencias inferiores a f el diodo D_1 queda así sin tensión y el D_2 adquiere valores mayores, hasta su frecuencia de resonancia (f — d) y luego de esa cifra también disminuye la tensión.

Como los dos resistores de carga están en serie para las tensiones de salida, debemos sumar algebraicamente las dos tensiones dadas por los diodos D_1 y D_2 resultando la curva punteada que pasa por el cruce de los ejes. En efecto, para la frecuencia de la portadora no hay tensión resultante y esto corresponde a la falta de modulación. Traslademos la curva punteada a la figura 317 para verla más clara. Tenemos un circuito de tensiones que varían en magnitud y signo según los apartamientos de la frecuencia de la señal modulada, o sea que la tensión resultante del discriminador nos devuelve la señal de audio original. La curva de la figura 317 sólo vale en su parte recta en la práctica, para tener proporcionalidad entre variaciones de la frecuencia y de la tensión resultante a la salida.

Para llevar a la práctica el circuito podemos proceder de otra manera, y es sintonizar primario y secundario a la misma frecuencia, pero sumar a la tensión primaria la mitad de la secundaria con signo distinto para cada diodo. Esto es lo que vemos en la figura 318. Mediante el capacitor C se aplica la tensión de la señal en el primario al punto medio del secundario, con lo que para el diodo superior se sumará la mitad de la tensión secundaria con un signo y para el inferior con signo contrario. Los diodos quedan en oposición, pues el circuito se cierra para la continua resultante de la rectificación a través de un choque de R.F., que va del punto medio del secundario hasta el punto de unión de las cargas. Las dos ten-

siones que se suman no están en fase, resultando una adición vectorial. Para frecuencias de la señal mayores que la de resonancia la fase de la mitad superior del secundario se acerca a la del primario y la de la mitad inferior se aparta, de modo que habrá más tensión en el diodo superior que en el inferior. Viceversa, para frecuencias de modulación inferiores a la de la portadora, es la fase de la mitad inferior del secundario la que se acerca a la del primario, teniéndose más tensión en el diodo inferior.

A poco que se analice el comportamiento de este circuito se comprenderá que es similar al de la figura 315, con lo que la tensión resultante en la carga total de salida responderá al gráfico de la figura 317. Tenemos entonces que a la salida estará presente la señal de audio con que se moduló la portadora de sonido. La razón de que se emplee el circuito de la figura 318 es porque al estar sintonizado el primario y el secundario a la misma frecuencia, el ajuste es mucho más sencillo. En cambio, en la figura 315 debíamos ajustar cada mitad del secundario a frecuencia distinta y a la vez diferente a la del primario.

El resto de la figura 318 nos completa el circuito discriminador, dándose los valores de las componentes. Se emplea un doble diodo por razones prácticas. El limitador ya ha sido mencionado anteriormente y la salida de audio se aplica a un amplificador completamente convencional.

El limitador de amplitud

Como hemos expresado la necesidad de limitar la amplitud de las señales moduladas en frecuencia para suprimir los ruidos, veamos su funcionamiento.

Desde que la amplitud de la portadora modulada en frecuencia se mantiene constante, cualquier alteración en esa magnitud fija debe considerarse anormal. Los ruidos y otras interferencias producen variaciones que se traducen en modulación de amplitud, y que pueden ser eliminadas disponiendo una etapa de diseño especial, que constituye el limitador de amplitud de las crestas, ejerciendo su acción tanto en los sentidos de aumento como de disminución de dichas crestas.

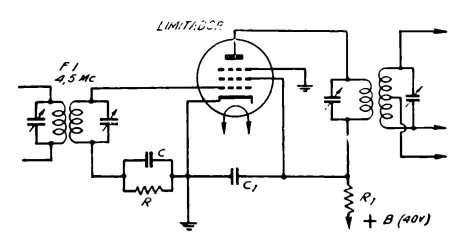


FIG. 319. — Esquema del limitador de crestas para la señal modulada en frecuencia.

En la figura 319 se ve el esquema del limitador que emplea una válvula pentodo de corte neto, o sea de pendiente lineal en las características

de grilla. Esta válvula se hace trabajar con muy baja tensión de placa y pantalla, alrededor de 40 V y está conectada como una amplificadora común de F.I. salvo en el detalle de la polarización de grilla, que se hace aquí por medio del conjunto RC intercalado en el circuito de grilla. Los valores usuales son 200.000 Ohm y 25 μμF, lo que da una constante de tiempo de 5 microsegundos.

Veamos el funcionamiento de la etapa. Al aplicar una señal a la grilla del limitador, las crestas positivas de la misma harán circular corriente de grilla, que pasa por R cargándose el capacitor C y proveyendo la polarización negativa de grilla. Ahora bien, en realidad la carga del capacitor C se produce a través de la baja resistencia interna grilla-cátodo (alrededor de 2.000 Ohm) y la descarga se hace sobre R (200.000 Ohm), de modo que con muy pequeña amplitud de la cresta positiva de grilla se producirá un valor grande de la polarización negativa. Prácticamente se tendrá que la polarización será igual al valor de cresta de la señal, tal como puede verse en la figura 320.

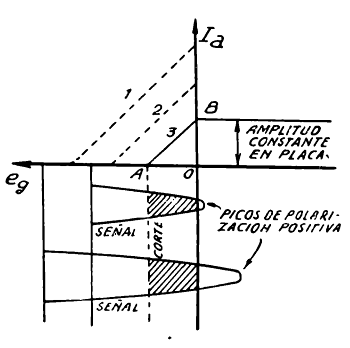


FIG. 320. — Gráfico de las condiciones de trabajo de la válvula limitadora para distintas amplitudes de la señal de entrada.

La curva de característica de grilla, desde que se emplea una tensión anódica muy baja, es la Nº 3 para la cual la saturación de placa se alcanza para tensiones reducidas aplicadas a la grilla. La circulación de corriente anódica se cumple únicamente para la zona rayada comprendida entre la tensión de corte y la tensión cero, para la cual la placa queda saturada.

Desde que la polarización de grilla es variable y depende directamente de la amplitud de la señal, cualquiera sea ésta, se tendrán zonas rayadas de la misma magnitud, y en la placa aparecerán picos de señal de amplitud constante. La única condición es que la señal sea de una amplitud mínima que está dada en el gráfico por OA, o sea el valor de la polarización de corte. Si la señal no supera ese mínimo habrá picos de señal en placa menores que OB. En cuanto la señal supere ese mínimo ya no importa su magnitud, pues los picos en placa serán de amplitud OB. Esta acción es la que da el nombre de limitadora a la válvula.

Filtro pasabajos de compensación

Hemos dicho oportunamente que en la modulación de frecuencia se producía artificialmente una pre-acentuación o pre-énfasis de las frecuen-

cias altas de audio para tener un índice de modulación constante con respecto a la frecuencia. Esto quiere decir que los tonos agudos resultarán de mayor nivel que el normal con respecto a los tonos bajos, y hay que devolver al sonido su régimen natural.

Para compensar el efecto de la pre-acentuación se coloca un filtro pasa-bajos a la salida del discriminador, antes de la válvula pre-amplifi-

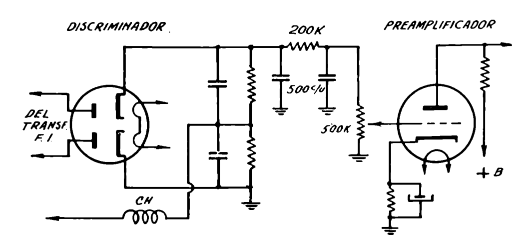


FIG. 321. — Filtro pasa-bajos para compensación del efecto pre-énfasis o pre-acentuación que tiene la señal de M. F.

cadora de audio, tal como se puede ver en la figura 321. El resistor de 200.000 Ohm intercalado se comporta como una impedancia elevada para las frecuencias altas por el efecto pelicular y los capacitores derivados a masa absorben las señales en mayor grado a medida que su frecuencia es mayor. En consecuencia, las frecuencias bajas pasarán sin atenuación y a medida que crece la frecuencia de audio comienza a actuar el filtro, tanto más, cuanto mayores sean esas frecuencias.

CAPITULO XII

ONDAS ELECTROMAGNETICAS — ANTENAS Y LINEAS

Los fenómenos de corriente alternada que incluyen la formación de campos magnéticos también alternados, pueden dar lugar a hechos curiosos cuyo descubrimiento está ligado a los nombres de Hertz y Maxwell. Si recorremos fugazmente las definiciones fundamentales de la corriente alternada nos detendremos en los conceptos de período, frecuencia, etcétera.

El tiempo que demora en producirse un ciclo completo se llama período y la cantidad de ciclos que transcurren en un segundo se denomina frecuencia. Cada ciclo completo dura un período y es evidente que si en un segundo hay una cantidad de períodos igual a la frecuencia, se establece la siguiente relación:

$$T = \frac{1}{f}$$

Donde se determina la duración *T* de un período sobre la base de que en un segundo se produce una cantidad *f* de ellos, siendo *f* la frecuencia.

Valores normales de la frecuencia

En el estudio de la corriente alternada industrial se acostumbra a utilizar frecuencias del orden de 50 ó 60 ciclos por segundo. En radio se utilizan frecuencias de los más variados valores, desde pocos ciclos hasta muchos millones. Por este motivo las unidades cambian y se emplean el Kilociclo y el Megaciclo, que son respectivamente miles y millones de ciclos por segundo. En la tabla de la página siguiente se dan las denominaciones y límites usuales.

Formación del campo electromagnético

Toda corriente eléctrica que recorre un conductor genera en su entorno un campo magnético cuyas líneas de fuerza son concéntricas con el conductor en la forma que lo ilustra la figura 322. El campo magnético producido responde con sus características a las de la corriente. Si ésta

Denominación	*Ciclos por segundo*	*Kilociclos por segundo*	*Megaciclos por segundo*
A. F.			
Infra-audibles	Menos de 16	—	—
Audibles	16 - 16.000	—	—
Ultra-audibles	Más de 16.000	—	—
R. F.			
Radiofrecuencias bajas	20.000 - 100.000	20 - 100	0,02 - 0,1
Radiofrecuencias medias	100.000 - 1,5 millones	100 - 1.500	0,1 - 1,5
Radiofrecuencias elevadas	1,5 - 30 millones	1.500 - 30.000	1,5 - 30
Radiofrecuencias ultraelevadas	Más de 30 millones	Más de 30.000	Más de 30

varía, el campo sigue sus variaciones; si la corriente es alternada, el campo también lo será y basta que se coloque otro conductor dentro de su influencia para que se induzca en él una tensión eléctrica alternada. En la zona vecina al conductor podemos pues producir fenómenos eléctricos y magnéticos. La distancia a que esto ocurre es muy reducida, de algunos centímetros.

Si la corriente que recorre el conductor es de frecuencia elevada, los fenómenos de inducción a que puede dar origen son importantes, y los desplazamientos eléctricos y magnéticos se concadenan en la siguiente forma:

Sea una corriente de alta frecuencia *I* que recorre el conductor vertical que aparece a la izquierda en la figura 323. En el entorno se forma un campo magné-

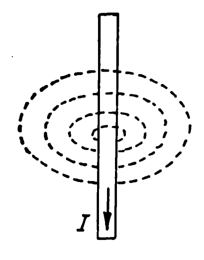


Fig. 322. — Campo magnético formado en el entorno de un conductor recorrido por corriente eléctrica.

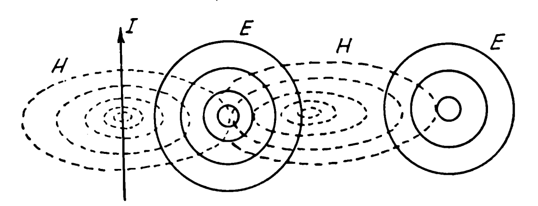


Fig. 323. — Formación de los campos eléctricos y magnéticos que constituyen la onda electromagnética.

tico variable de idéntica frecuencia y forma que la corriente *I*, y cuyas líneas de fuerza están ubicadas en un plano horizontal. Este campo *H* por ser alternado es capaz de inducir tensiones eléctricas, las que se pro-

ducen en forma de desplazamiento circular de electrones en torno a las líneas de fuerza del campo magnético.

El campo eléctrico así formado se indica con *E* en la figura y es también alternado, de la misma frecuencia original. Los desplazamientos que se originan son capaces de producir en su entorno un nuevo campo magnético, de caractersticas similares al primero que teníamos. Este campo

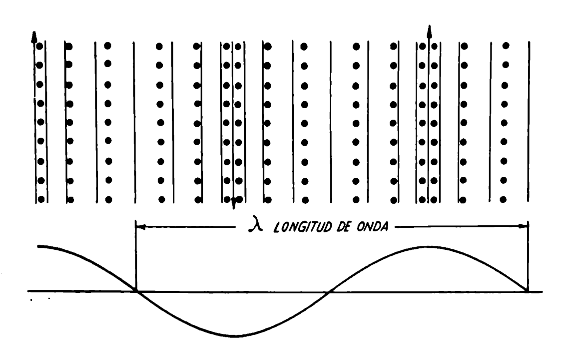


FIG. 324. — Formación de las líneas de fuerza de la onda electromagnética.

a su vez genera otro eléctrico *E*, y así sucesivamente se va propagando en el espacio el doble fenómeno eléctrico y magnético que se denomina *onda electromagnética*.

La característica especial que presenta es que, para el caso de la figura, los campos magnéticos están siempre horizontales y los eléctricos en planos verticales. La propagación es rectilínea, pero no se cumple solamente en una dirección como la indicada sino en todas direcciones del espacio.

Se puede dibujar la configuración del campo electromagnético en la forma como se muestra en la figura 324, donde las líneas de fuerza eléctricas son verticales y las magnéticas se suponen horizontales y se representan por medio de puntos.

La distribución de la densidad de las líneas a lo largo del espacio, permite notar que se forman zonas de concentraciones regularmente espaciadas, con polaridades alternadas. La configuración especial que toma el campo permite dibujar el gráfico inferior, que es una sinusoide y que significa que la onda electromagnética es un fenómeno de carácter alternado, tanto en su faz magnética como en la eléctrica. La frecuencia es la misma que la de la corriente que originó el fenómeno y la distancia física que hay en el espacio comprendido entre dos crestas o nodos, se llama longitud de onda y se le asigna la letra griega lambda, tal como se indica en la figura.

Propagación de la onda

La sucesión de fenómenos eléctricos y magnéticos, que permiten la propagación de la onda electromagnética en el espacio, ocurre con gran rapidez, pues recorre unos 300 millones de metros por segundo, es decir que la velocidad adquirida es próxima a la de la luz.

Si la frecuencia de la onda es conocida y la denominamos f, es evidente que en un segundo la onda recorrerá una cantidad f de longitudes de onda, que representan precisamente 300 millones de metros. Esto equivale a decir que multiplicando la frecuencia por lambda se debe obtener la distancia en metros por segundo. Escribiendo tal igualdad se tiene:

$$f \lambda = 300.000.000$$

Si se expresa la frecuencia en Kilociclos en lugar de ciclos puede tomarse la distancia en Kilómetros y la expresión quedaría así:

$$f \lambda = 300.000$$

Con la salvedad de que la longitud de onda siempre queda expresada en metros. Todavía puede tomarse la frecuencia en Megaciclos por segundo y entonces la expresión se simplifica así:

$$f \lambda = 300$$

Aclarando también en este caso que la longitud de onda se debe tomar en metros.

Ejemplo: Sea una onda electromagnética de 1.500 Kc/s de frecuencia de la cual se desea averiguar la longitud de onda.

Solución:

$$\lambda = \frac{300.000}{f} = \frac{300.000}{1.500} = 200 \text{ metros}$$

$$\lambda = 200 \text{ metros}$$

Intensidad del campo electromagnético

La onda electromagnética se propaga a través del espacio, pudiendo llegar a cualquier confín de la Tierra, siempre que no intervengan circunstancias que la hagan desaparecer. Tales son los efectos de la atenuación o absorción que producen los medios que atraviesa o que roza. La Tierra es el principal absorsor de ondas y lo hace en cantidad que depende de su composición.

En general los cuerpos buenos conductores eléctricos, reflejan las ondas sin absorberlas y los malos conductores las absorben reflejando poco de

ellas. En cualquier lugar en que se reciba una onda electromagnética se puede determinar su intensidad, concepto que a los efectos prácticos se ha convenido en expresarlo como una tensión eléctrica, tomada entre la Tierra y una capa paralela a ella.

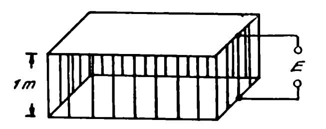


FIG. 325. — Imagen objetiva de la intensidad del campo electromagnético.

En la figura 325 se ilustra la forma objetiva de representar la intensidad del campo electromagnético. Es evidente que la tensión eléctrica disponible va aumentando proporcionalmente con la altura desde la Tierra, puesto que si las líneas de fuerza eléctrica son verticales, a mayor longitud de las mismas corresponde mayor tensión. La intensidad del campo se expresa entonces en Volt por metro de altura, designándose con la letra *E*, aunque como se trata siempre de cantidades muy pequeñas, se utiliza el submúltiplo microvolt por metro. En cifras corrientes se habla de un campo electromagnético de 10 microvolt por metro en tal o cual lugar, producido por una emisión determinada. En resumen, la intensidad del campo es la tensión presente entre dos capas paralelas que distan un metro entre sí.

Ondas espaciales y superficiales

Las ondas electromagnéticas irradiadas en todas direcciones de un emisor pueden ser separadas en dos grupos, que son las superficiales y las espaciales, o sea directas y reflejadas respectivamente.

En la figura 326 se ilustra sobre las direcciones que toman ambos grupos de ondas. Las ondas superficiales son rasantes a la Tierra y su alcance o distancia a que pueden llegar depende de la altura del emisor, y de la absorción que produce la Tierra misma. En la realidad ocurre que algunas ondas que emergen un poco distanciadas de la superficie terrestre sufren pequeñas desviaciones y se alejan de ella, pudiendo ser captadas a distancias mayores que lo que permite la curvatura terrestre.

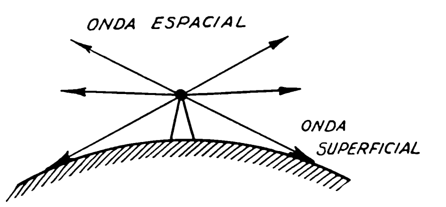


FIG. 326. — Distinción entre ondas de superficie y espaciales.

Las ondas espaciales se alejan cada vez más de la tierra y primitivamente se las consideraba perdidas, por lo que se establecían comunicaciones mediante ondas electromagnéticas superficiales exclusivamente. Había que

elegir entonces frecuencias de pocos centenares de Kilociclos para que la absorción no fuera muy grande.

El estudio del comportamiento de las diversas capas atmosféricas permitió establecer la clasificación que se muestra en la figura 327. La capa inferior o tropósfera se caracteriza por el alto contenido de nubes y en ella ocurren los fenómenos atmosféricos comunes. Las tres capas siguientes completan la atmósfera normal y no presentan ninguna particularidad para las ondas electromagnéticas.

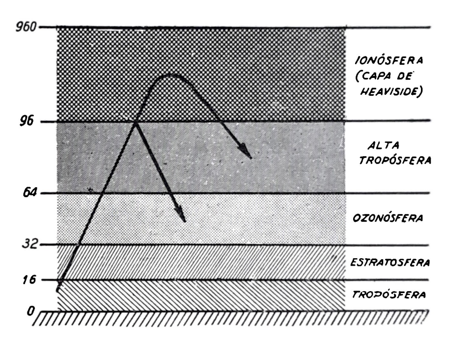


FIG. 327. — Distintas capas atmosféricas que reflejan las ondas.

La capa superior ultra atmosférica o ionósfera tiene en cambio un papel de suma importancia en las comunicaciones. En ella el sol provoca la ionización atómica, comportándose así como un verdadero reflector metálico, formado por infinidad de diminutos corpúsculos.

Las ondas electromagnéticas, según su frecuencia, penetran más o menos en la ionósfera y se reflejan nuevamente hacia la Tierra. A frecuencias mayores la penetración es muy grande, llegando a los centenares de Kiló-

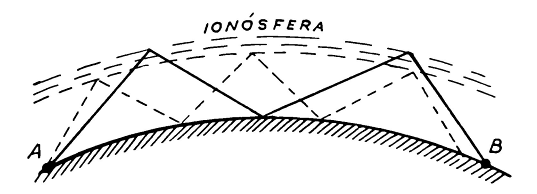


FIG. 328. — Reflexiones sucesivas de las ondas cortas.

metros. Sucede así que una onda electromagnética espacial se refleja en la ionósfera y vuelve a la Tierra alcanzando lugares inaccesibles para la onda superficial. En realidad, dentro de la ionósfera ocurren verdaderas refracciones, o sea cambios de dirección, tanto más pronunciados cuanto más profunda sea la penetración.

Durante la noche la ionización disminuye considerablemente y sólo se mantiene en las grandes alturas, por lo que las ondas deben penetrar

mucho más en la ionósfera que durante el día para poder ser reflejadas. Así, si a pleno sol se consigue que una onda de 300 Kc/s se refleje ya a 50 ó 60 Km. de altura, durante la noche la reflexión sólo se producirá entre los 100 y los 200 Kilómetros, para lo que se usan ondas de frecuencias entre 3 y 30 Megaciclos. Las ondas de mayor frecuencia de 50 Megaciclos atraviesan la ionósfera sin reflejarse y en consecuencia no vuelven a la Tierra. Las comunicaciones con ellas sólo son posibles empleando ondas superficiales.

En la figura 328 se muestra cómo se puede alcanzar un punto *B* con ondas espaciales o reflejadas, ocurriendo mayor número de reflexiones cuanto menos profunda sea la penetración.

Eco electromagnético

Las ondas superficiales se llaman también directas y las reflejadas o espaciales, se denominan indirectas. Si se piensa que la irradiación se cumple en todas direcciones puede ocurrir el caso representado en la figura 329, que se denomina eco electromagnético, tan conocido en las comunicaciones por radio.

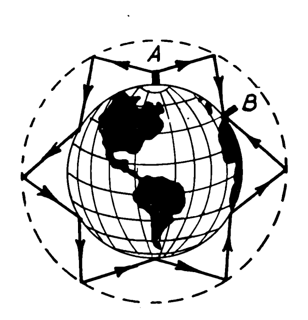


Fig. 329. — Forma cómo puede producirse el eco electromagnético.

Ello ocurre cuando una onda electromagnética emergente de *A* parte en dos direcciones opuestas y llega a un punto *B* de recepción siguiendo los dos caminos, el largo y el corto. Es lógico suponer que por grande que sea su velocidad habrá una diferencia entre los tiempos de llegada por ambos caminos, capaz de ser percibida en la recepción.

El fenómeno no es frecuente, y más bien tiene una interpretación de carácter ilustrativo para mostrar uno de los aspectos de la propagación por sucesivas reflexiones.

Debilitamiento o fading

La ionización de las altas capas atmosféricas se produce por electrización de los átomos gaseosos contenidos en ellas. Ahora bien, los átomos ionizados están en continuo movimiento por el carácter gaseoso del medio, y en consecuencia todo ocurre como si la capa reflectora estuviera sometida a un constante parpadeo o suave movimiento elástico.

Las ondas electromagnéticas que se reflejan en tal capa sufren alteraciones en su reflexión, ocasionando en el punto de llegada a la tierra variaciones rítmicas de las intensidades resultantes. Todo ocurre como si la

señal sufriera un debilitamiento a intervalos regulares, que se denomina *fading*.

El *fading* es tanto más notable cuanto mayor sea la penetración de la onda en la ionósfera, de modo que será mayor para ondas más cortas. Las intensidades máximas y mínimas durante el fading están en relación de *10* a *1* y excepcionalmente de *100* a *1*. Es evidente la molestia que esto puede ocasionar en la radio recepción, especialmente cuando la relación de intensidades es elevada, como se ha mencionado.

Zonas de silencio

Del estudio de las características de la propagación de las ondas de distinta frecuencia surge que hay que distinguir entre la propagación directa e indirecta, y que esta última presenta distintos aspectos durante el día y la noche.

Así, las radiofrecuencias bajas tienen la particularidad de que se propagan casi exclusivamente en forma directa, puesto que la reducida reflexión en la ionósfera está obstaculizada por una gran atenuación. La onda directa en estos casos tiene un radio de acción de algunos centenares de Kilómetros, según las características del terreno.

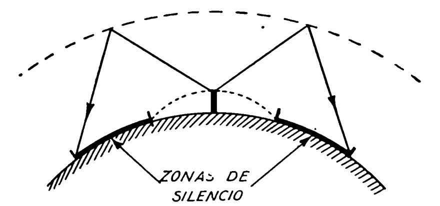


Fig. 330. — Indicación de cómo se producen las zonas de silencio.

Las ondas de radiofrecuencias medias tienen similares características a las anteriores, pero la atenuación en la ionósfera no es tan grande especialmente de noche por lo cual la propagación reflejada nocturna supera a la directa que se realiza durante el día. En esta última influyen mucho las condiciones del terreno.

En el caso de las radiofrecuencias elevadas la propagación directa es rápidamente absorbida por la tierra, por lo que el radio de acción sólo es de unos pocos Kilómetros. En cambio, la propagación espacial es la más importante, y la que se aprovecha en este tipo de ondas. Ocurre, sin embargo, dada la gran penetración en la ionósfera, que la onda reflejada vuelve a la tierra cumpliendo un gran recorrido, tal como se muestra en la figura 330. Sucede entonces que puede formarse una zona no alcanzada ni por la onda directa ni por la reflejada, dentro de la cual es imposible la recepción. Tal zona se denomina *de silencio* y sus dimensiones dependen de la frecuencia utilizada, abarcando generalmente la que media entre unos pocos y el centenar de Kilómetros. En la figura las líneas punteadas representan las ondas directas y las llenas las reflejadas; los trazos gruesos dan las zonas de silencio.

SISTEMA IRRADIANTE BASICO. ANTENAS

La producción de energía de alta frecuencia ya ha sido estudiada, de manera que se dispone de radiofrecuencia para irradiar. También sabemos cómo se propaga a través del espacio tal energía, formando ondas electromagnéticas de características conocidas.

Nos ocuparemos ahora de la forma de irradiar al espacio la radiofrecuencia, o sea de la generación de ondas electromagnéticas. En realidad se trata de un transformador de corrientes en ondas, sin que se alteren las características propias de las primeras. En otros términos, se conserva la frecuencia y la proporción en las variaciones de amplitud.

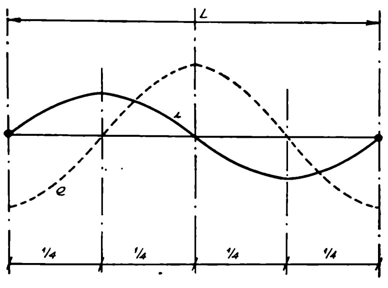


FIG. 331. — Diagrama de resonancia de las antenas.

Al elemento capaz de irradiar al espacio la energía de R.F. en forma de ondas se lo denomina *antena*. Es obvio destacar la importancia que la misma tiene para el aprovechamiento de la energía, o dicho en otros términos, para el rendimiento del equipo emisor, pues un fuerte equipo puede resultar pobre en sus efectos si la antena está mal diseñada, y viceversa, con emisores de poca potencia puede cubrirse un buen servicio si se emplea una antena eficaz. Lo mismo se dirá al tratar las antenas para recepción, pues un buen receptor puede fracasar si no cuenta con una buena antena de captación de señales. Resumiendo, puede afirmarse que en el diseño de la antena reside gran parte de la eficacia del equipo transmisor, pues la misma puede aprovechar toda, parte o nada de la energía disponible. Y no sólo es importante el diseño, sino que debe prestarse la mayor atención al instalar la antena.

En el estudio de las líneas resonantes se llega a la conclusión de que en un conductor lineal, en el que se producen oscilaciones estacionarias, se forman curvas de tensión e intensidad en la forma que se ve en la figura 331. La tensión tiene sus vientres en los extremos de la antena, si ella tiene longitud igual a media o a una longitud de onda entera, y la corriente tiene sus nodos en esos mismos puntos. Eligiendo convenientemente la longitud de la antena en concordancia con la longitud de onda de la señal a emitir, se pueden tener interesantes combinaciones. Prácticamente, se utiliza en la mayoría de los casos la antena de media onda, porque no hay

ventaja apreciable en la de onda completa, mientras que la instalación requiere dimensiones considerables.

La longitud de una antena en metros, si f es la frecuencia de trabajo del transmisor en Megaciclos por segundo y N el número de medias ondas que debe tener la antena, es:

$$L = \frac{150\,(N - 0{,}05)}{f}$$

En la que el número 0,05 contempla el efecto de edificios cercanos y de los mástiles de soporte. Así por ejemplo, un equipo para 15 Megaciclos de frecuencia con antena de media onda, deberá tener un conductor irradiante de longitud:

$$L = \frac{150 \times 0{,}95}{15} = 9{,}50 \text{ metros}$$

Formación de la onda electromagnética

Si se piensa por un momento en el clásico capacitor con sus placas paralelas, conectadas de modo que entre ellas haya una diferencia de potencial, recordaremos de inmediato que se forma un campo eléctrico entre ambas placas. Puede imaginarse a dicho campo como si se tratara de líneas imaginarias que van desde una placa a la otra, tal como sutiles hilos.

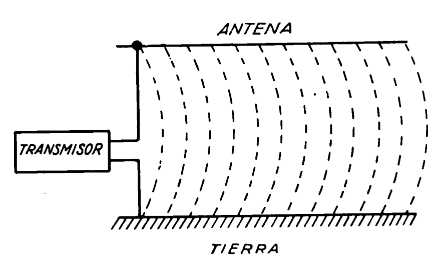


FIG. 332. — Formación del campo eléctrico entre antena y tierra.

Reemplacemos las dos placas del capacitor por la antena y la tierra respectivamente. La antena es un alambre tendido paralelamente a la tierra y forma la armadura *viva* del capacitor y es conveniente colocarla a una altura considerable.

En la figura 332 se muestra esquemáticamente

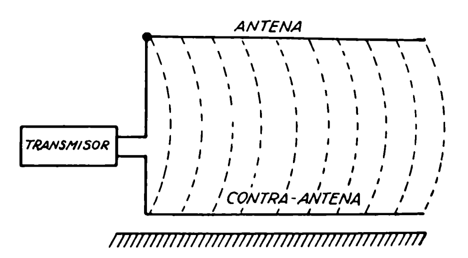


FIG. 333. — Campo eléctrico con contra-antena.

cómo se forma el campo eléctrico inicial entre la antena y la tierra cuando se conecta el transmisor a ambos elementos. Este campo da origen a la onda electromagnética en la forma como se estudió.

Cuando las condiciones del terreno no son aptas para hacerlo servir de armadura del capacitor, se recurre a reemplazarlo por un conductor o una serie de conductores colocados paralelos y cerca de la tierra.

En la figura 333 se muestra esta disposición, que es similar a la anterior, salvo en que la *contra-antena* reemplaza a la tierra.

Expresiones generales de irradiación de antenas

De la teoría de los fenómenos ondulatorios en líneas alimentadas por un extremo y abiertas por el otro (ver figura 334) se deduce la frecuencia de resonancia de la onda fundamental y de sus armónicas de orden k (k:1, para la fundamental o 1ª armónica). La frecuencia está dada mediante la expresión de la pulsación:

$$\omega = \frac{\pi u}{2 l} \left(2k - 1 \right)$$

siendo u la velocidad de propagación. La longitud de la antena resulta:

$$l = \frac{\lambda}{4} \left(2k - 1 \right)$$

expresando la longitud de onda λ en la misma unidad que l. Para la onda fundamental (k:1), la antena resuena en un cuarto de la longitud de onda; para segunda armónica (k:2), en 3/4 de λ, y así sucesivamente.

La intensidad y tensión instantáneas a lo largo del hilo varían de acuerdo a una ley senoidal:

$$i = u\ C_o\ E_o\ \text{sen}\ \omega t\ \cos \frac{\pi x}{2 l} \left(2k - 1 \right)$$

$$e = -E_o\ \cos \omega t\ \text{sen} \frac{\pi x}{2 l} \left(2k - 1 \right)$$

siendo E_o la amplitud de la tensión aplicada al extremo inferior de la antena; C_o la capacidad por metro de longitud, y x la distancia del punto considerado hasta el origen, situado en la base. De acuerdo con la expresión que da la pulsación, resulta evidente que para la onda fundamental el vientre de intensidad se produce en el punto en que x:0, es decir, en la base, y el de tensión, en aquel en que x:l, extremo superior. La figura 334 da la distribución de la tensión y la intensidad para una antena vertical de longitud l:λ/4.

Para una antena dipolo, es decir, una línea simple aislada en ambos extremos, se obtiene la expresión de la pulsación (ver figura 335).

$$\omega = \frac{k \pi u}{l}$$

y la longitud de la antena resulta dada por:

$$l = \frac{k \lambda}{2}$$

luego, para la onda fundamental (k:1) la antena resuena en media onda; para la segunda armónica en onda completa, etcétera.

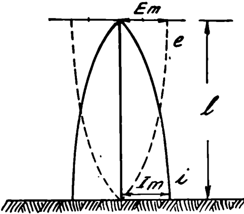


Fig. 334. — Tensiones y corrientes en una antena vertical.

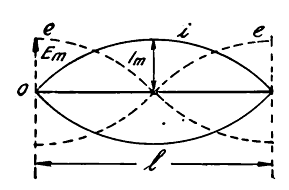


Fig. 335. — Tensiones y corrientes en una antena horizontal.

La intensidad y tensión instantáneas a lo largo del hilo, refiriendo las distancias a uno de los extremos O del mismo (ver figura 335), resulta:

$$i = - u\, C_0\, E_0 \cos \omega t \operatorname{sen} \frac{k \pi x}{l}$$

$$e = E_0 \operatorname{sen} \omega t \cos \frac{k \pi x}{l}$$

El valor máximo de la intensidad se produce para una distancia desde O, que hace máximo al seno, es decir x:$l/2$ punto central, y el máximo de tensión para las dos distancias que hacen el coseno igual a uno, que son x:0 y x:l. En el centro de la antena habrá, pues, un nodo de tensión. Estas consideraciones valen para la onda fundamental (k:1).

Alimentación de antenas

Según el tipo de antena, es decir la fracción de longitud de onda que mida, se debe elegir la forma de alimentarla procurando que ello se haga

en el punto óptimo. Así, si la antena se alimenta a tensión, es decir, con circuito resonante en paralelo, como se ve en la figura 336, la alimentación debe hacerse en un punto en el que se produzca un vientre de resonancia de tensión, es decir en el extremo de la línea resonante para las de media onda, etcétera.

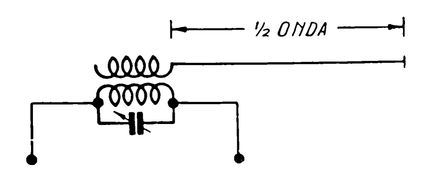


FIG. 336. — Alimentación a tensión de una antena.

Si la antena se alimenta a corriente, es decir con circuito resonante en serie, el punto de alimentación debe ser aquel en el cual se produce un vientre de intensidad. que en las antenas de media onda es el centro de las mismas, como se ve en la figura 337.

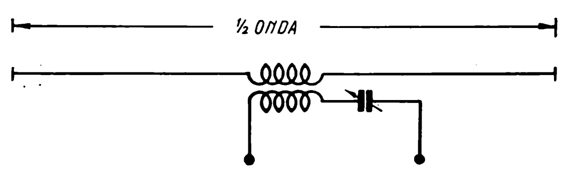


FIG. 337. — Alimentación a corriente de una antena.

En la misma forma se procede para antenas de 1/4, 3/4 y onda completa, eligiéndose el tipo de alimentación de acuerdo con lo dicho más arriba.

Constantes de una antena

Se denominan capacidad e inductancia eficaz de la antena a los respectivos valores de un circuito equivalente que absorbe la misma energía que la antena misma. Si la carga entregada en el extremo, a un potencial igual a la amplitud E_0, es Q; la capacidad eficaz será:

$$C_e = \frac{Q}{E_0} = \frac{2\,l\,C_0}{\pi} = \frac{2\,C}{\pi}$$

siendo C_0 la capacidad real por metro de longitud y C la capacidad total de la antena.

Análogamente, la inductancia eficaz en función de la inductancia real por metro L_0 y la total L, será:

$$L_e = \frac{2\,l\,L_0}{\pi} = \frac{2\,L}{\pi}$$

Para determinar prácticamente los valores de C_e y L_e, se procede en la siguiente forma (ver figura 338): Se conecta un generador de señales (O), a la antena, insertando en serie un amperímetro térmico. Variando la frecuencia de O hasta máxima intensidad, se encuentra la frecuencia de resonancia propia de la antena, con lo que la longitud de onda será:

$$\lambda = \frac{300}{f}$$

con f en Mc/s y λ en metros.

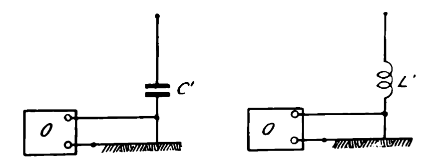


FIG. 338. — Constantes equivalentes de una antena.

Se conecta entonces una capacidad C′ que debe ser mucho mayor que C_e, en serie con la antena, y se vuelve a buscar la frecuencia de resonancia y la nueva longitud de onda λ_1. La relación:

$$\frac{C_e}{C'} = \left(\frac{\lambda}{\lambda_1}\right)^2$$

permite encontrar el valor de C_e.

En forma análoga, conectando en serie una inductancia mucho más pequeña que L_e y determinando la nueva longitud de onda λ_2, se tiene la relación:

$$\frac{L_e}{L + L_e} = \left(\frac{\lambda}{\lambda_2}\right)^2$$

que permite hallar L_e.

Altura eficaz

Es la altura ficticia que tendría una antena si la intensidad de corriente fuera constante en toda su longitud e igual al valor máximo del vientre de intensidad, que equivale a construir un rectángulo equivalente (ver figura 334), que tenga igual área que la encerrada entre la curva de i y la antena. Es evidente que h_e será menor que l, y vale:

$$h_e = \beta\, l$$

donde β es un número menor que la unidad, llamado *factor de forma* y dado por el cociente entre la intensidad media a lo largo de toda la antena, y la máxima:

$$\beta - \frac{I_m}{I}$$

que en el caso de antena vertical de un cuarto de onda vale $\frac{2}{\pi}$ y para antenas de mayor longitud tiende a $\beta = \frac{1}{2}$.

Potencia irradiada

Está dada en función de la intensidad máxima I_m y de la longitud de onda, por fórmulas aproximadas: para una dipolo, horizontal, de longitud l:

$$W = 800\, I_m^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2$$

para una vertical de 1/4 onda, de altura eficaz h_e

$$W = 1600\, I_m \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2$$

que si el terreno es malo, se substituye el factor 1600 por 1400.

Resistencia de irradiación

Se denomina así al resultado del cociente:

$$R_r = \frac{W}{I^2}$$

dado por la potencia irradiada y la intensidad eficaz en antena. Su valor, para antenas de media onda, es:

$$R_r = 73{,}14\ \Omega$$

y para antenas de cuarto de onda:

$$R_r = 36{,}57\ \Omega$$

La resistencia de irradiación disminuye si la señal aplicada a la antena tiene distinta longitud de onda que la de resonancia fundamental de la misma. La tabla VI da los valores de R_r obtenidos para distintas relaciones $\frac{\lambda}{\lambda_0}$, entre la longitud de onda de la señal aplicada y propia de la antena.

TABLA VI

Resistencia de irradiación para varias relaciones $\frac{\lambda}{\lambda_0}$

Relación $\frac{\lambda}{\lambda_0}$	R_r	*Relación* $\frac{\lambda}{\lambda_0}$	R_r
1,00	36,57	2,24	5,19
1,12	26,40	2,62	3,78
1,21	21,70	3,14	2,58
1,31	17,65	3,93	1,65
1,43	14,28	5,26	0,90
1,57	11,62	7,85	0,30
1,74	9,10	15,70	0,08
1,97	6,92	31,42	0,01

Curvas de irradiación

Si se supone un elemento de antena de longitud l (ver figura 339), recorrido por una corriente alterna I, se producirá en torno al mismo un campo magnético concéntrico con el conductor y cuyas líneas están ubicadas en un plano perpendicular al mismo. Tal campo da origen a uno eléctrico, en un plano perpendicular al primero, que pasa por el conductor, y el nuevo campo, a su vez, genera otro magnético, y así sucesivamente se propagará el fenómeno en todas direcciones a través del espacio, con velocidad igual a la de la luz ($u = 3 \times 10^8$ m/s).

Cesado el fenómeno inicial en el elemento de antena, el mismo se va produciendo con el correr del tiempo en superficies esféricas con centro en el origen O y radios crecientes. Para puntos alejados de O, como el A, la intensidad del campo eléctrico dependerá de la distancia d, al origen, de la longitud de onda de la perturbación, de la velocidad de la misma y de su ubicación en la esfera que tiene como centro O y en cuya superficie está A. En cualquier punto las líneas de fuerza del campo magnético tienen la dirección del paralelo esférico que pasa por él y serán máximas para el plano ecuatorial; las del campo eléctrico tienen la dirección del meridiano, siendo también máxima la intensidad del campo en el ecuador esférico y disminuyendo hacia los polos con la ley del coseno. En la dirección del elemento de antena la intensidad del campo es nula.

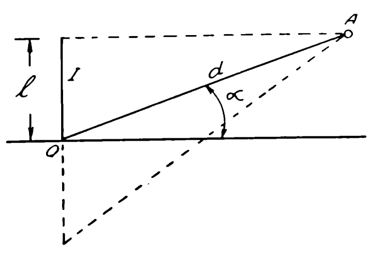


FIG. 339. — Forma de considerar la irradiación.

La intensidad del campo eléctrico en A será:

$$E = \frac{60\,\pi\,f\,l}{d\,u}\,I\,\cos\omega\left(t - \frac{d}{u}\right)\cos\alpha$$

siendo E la intensidad del campo en Volt por metro; l, la longitud del hilo en metros; I la amplitud de la corriente de antena en Amper; d, la distancia en metros; f, la frecuencia de la corriente I en ciclos/seg; ω: $2\,\pi\,f$; t, el tiempo en seg; u, la velocidad de propagación en m/s (3×10^8).

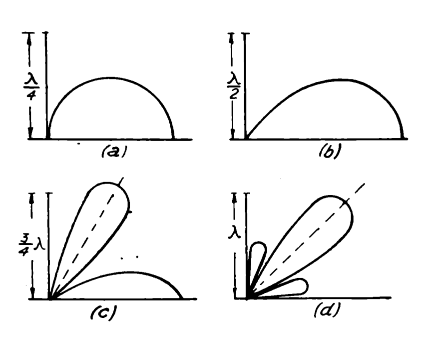


FIG. 340. — Curvas de irradiación en un plano vertical.

La intensidad del campo magnético en el mismo punto es:

$$H = \frac{E}{3}$$

dándose E en V/m, y H en Gauss.

Con la expresión anterior se pueden trazar las curvas de irradiación de una antena en el plano vertical, tomando en coordenadas polares los valores de la intensidad del campo en todas las direcciones emergentes de O. Las curvas resultantes (ver figura 340) difieren para distintas longitudes de resonancia de las antenas, correspondiendo la (a) a una vertical de un cuarto de onda; la (b) a una de media onda, y la (c) y (d) a las de 3/4 y onda completa, respectivamente.

Para antenas horizontales se pueden trazar también las curvas de irradiación en un plano horizontal, tomando el ángulo de elevación α referido a un plano que pasa por el eje del hilo. Las expresiones de E son: para longitudes múltiplo impar de medias ondas:

$$E = \frac{60\,I}{d}\;\frac{\cos\left(\dfrac{\pi\,l}{\lambda}\cos\alpha\right)}{\operatorname{sen}\alpha}$$

y para longitudes múltiplo par de medias ondas:

$$E = \frac{60\,I}{d}\;\frac{\operatorname{sen}\left(\dfrac{\pi\,l}{\lambda}\cos\alpha\right)}{\operatorname{sen}\alpha}$$

siendo las cantidades las mismas que para irradiación en plano vertical. Las curvas obtenidas (ver figura 341) son la (a) para $l: \frac{\lambda}{2}$; la (b) para $l: \lambda$; la (c) y (d) para 1,5 y 2 veces la longitud de onda, respectivamente.

La combinación de las curvas en planos verticales y horizontales da cuerpos sólidos de representación geométrica en el espacio.

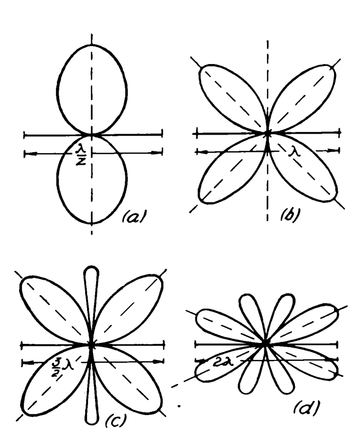


FIG. 341. — Curvas de irradiación en un plano horizontal.

La tierra tiene influencia en el carácter direccional de una antena monofilar horizontal porque la energía irradiada se refleja en aquélla, llegando a la antena con una fase que depende de la altura a que se halla el conductor. Si la distancia de la antena a la tierra es h, la intensidad del campo eléctrico de irradiación queda afectada por un factor:

$$2 \text{ sen } \left(2 \pi l \frac{h}{\lambda} \text{ sen } \alpha\right)$$

La figura 342 da los diagramas polares que representan el factor anterior para varias alturas referidas a la longitud de onda. De la observación de la misma se deduce que el efecto de la tierra es anular la irradiación en un plano horizontal, y que si se desea conseguir rendimiento en tal dirección, se debe alejar el conductor del suelo lo más posible. Similares consideraciones pueden hacerse para una antena vertical tomándose entonces como distancia a la tierra, la que media entre el centro de la antena y el suelo. La expresión del factor de irradiación es la misma para longitudes que sean múltiplos impares de ½ ondas, y para los múltiplos pares se substituye el seno por el coseno fuera del paréntesis.

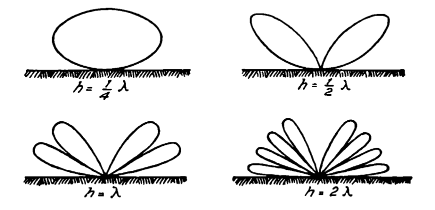


FIG. 342. — Curvas de irradiación para distintas alturas sobre la tierra.

La irradiación de una antena vertical, con su extremo inferior conectado a tierra, está dada por la expresión:

$$E = \frac{60\,I}{d} \; \frac{\cos \dfrac{2\pi l}{\lambda} - \cos\left(\dfrac{2\pi l}{\lambda}\,\text{sen}\,\alpha\right)}{\cos\alpha}$$

donde las letras tienen significado análogo a las de las ecuaciones anteriores. Las curvas coinciden sensiblemente con las de la figura 340.

Influencia del terreno en la irradiación

El estudio de la intensidad de campo en lugares distantes de la antena fué hecho originalmente por Sommerfeld, quien tuvo en cuenta la conductibilidad del terreno y su influencia en la propagación de la onda di-

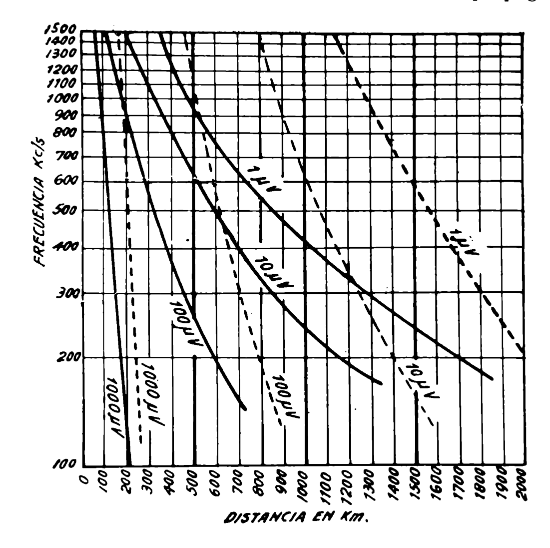


FIG. 343. — Irradiación de una antena con una potencia de 1 KW según el tipo de terreno.

recta. Como la potencia es proporcional al cuadrado de la intensidad de campo, esta última dependerá de la raíz cuadrada de la potencia. Sommerfeld da una fórmula para determinarla:

$$E = \frac{k\,A\sqrt{W}}{r}$$

donde la intensidad de campo E se da en mV/m, la potencia W se da en Kilowatt irradiados por el emisor; r es la distancia en Km. El coeficiente k vale 305 para antenas de cuarto de onda y 380 para media onda.

El coeficiente A de Sommerfeld depende del terreno, y para solucionar su laborioso cálculo, se dan curvas como las de la figura 343, que dan la intensidad de campo en $\mu V/m$ en función de la frecuencia y la distancia al emisor, para un Kilowatt de potencia irradiada. Estas curvas, como es evidente, sirven únicamente para ondas directas y no para las de espacio, donde el terreno no tiene influencia.

Antenas direccionales

Cuando se busca aumentar la irradiación de una antena sin incrementar la potencia radiada se recurre a modificar las curvas para mejorar la radiación en determinadas direcciones. Tenemos así las antenas direccionales o *formaciones*, cuyo estudio completo corresponde a los libros especializados. Se emplean elementos auxiliares que guardan con respecto a la antena ciertas distancias y diferencias de fase en la alimen-

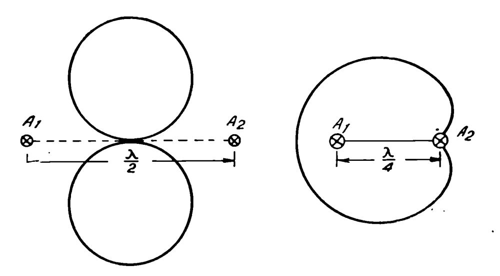


FIG. 344. — Formación de antenas direccionales.

tación. Por ejemplo, el caso más simple se representa en la figura 344, en que vemos dos antenas verticales alimentadas y espaciadas en forma diferente. El caso (a) corresponde a separación de media onda y la alimentación se hace en fase; se observa que la radiación se cumple en un plano transversal al de las antenas y en forma bidireccional. El caso (b) corresponde a separación de un cuarto de onda, pero las corrientes de alimentación guardan una diferencia de fase de 90°; la irradiación es unidireccional y en el plano de las antenas. Si en el segundo caso la antena A_2 no se alimenta se produce el mismo tipo de radiación.

Lo dicho abre inmensas posibilidades en el campo de la radiación de formaciones direccionales de antenas. Siempre habrá una antena principal y los demás elementos ofician de auxiliares, sean alimentados o no. Veamos algunos ejemplos típicos de los más importantes, que hemos representado en la figura 345 para que sirvan de orientación.

La primera combinación de antenas ideadas para aumentar la radiación no tenía el carácter de direccionalidad, y se llamaron antenas *coli-*

neales, por estar en una misma línea. Dos antenas de media onda, separadas en media onda, dan una radiación aumentada en 3 dB si se alimentan en fase, y esto sin aumentar la potencia del emisor. Como corresponde a los dipolos abiertos en el centro, las líneas deben ser de 75 Ohm de impedancia característica.

Razones de espacio hicieron modificar las posiciones recíprocas de los dipolos combinados, y se llegó a las antenas *apiladas*, las cuales pue-

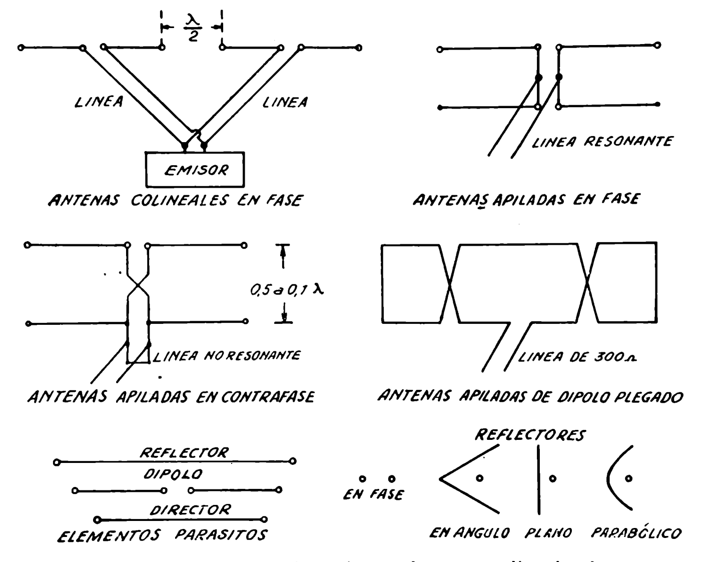


FIG. 345. — Formación de conjuntos de antenas direccionales.

den ser hechas con dipolos abiertos o plegados, y ser alimentadas en fase o con fase opuesta, o sea con diferencia de 180°. Si los elementos se colocan horizontalmente se consigue directividad en el plano vertical y viceversa. Por ejemplo, la cuarta ilustración da una ganancia de 6 dB en su dirección favorable. La separación de elementos varía entre 0,1 y 0,5 longitudes de onda y la alimentación puede ser en fase o en contrafase. Otras veces se producen inversiones de fase entre sus secciones, como se puede apreciar en la figura.

Los casos de antenas con elementos auxiliares no alimentados se ven en la misma figura 345, las dos últimas ilustraciones. Estos elementos se llaman *parásitos* y actúan por inducción, pues en ellos se inducen corrientes de alta frecuencia, las que refuerzan o debilitan la radiación según su longitud. En general, si tienen mayor longitud que el dipolo sirven de *reflec-*

tores y siempre se coloca uno sólo en posición opuesta a la de la máxima radiación buscada. Los elementos parásitos de menor longitud que el dipolo se llaman *directores* y refuerzan la radiación en la dirección en que están colocados; pueden colocarse uno o varios directores, con longitudes decrecientes a partir de la antena. La separación entre elementos es la misma que para antenas apiladas.

Los reflectores pueden tomar la forma de cuerpos, pues desde el simple hilo o reflector en fase, pasamos a los tipos angulares, planos y parabólicos. El segundo y cuarto caso son típicos de frecuencias muy elevadas. Es evidente que la teoría completa de las formaciones direccionales no puede ser encarada sino en obras especializadas.

ALIMENTACION DE ANTENAS. LINEAS

La energía de R.F. de un emisor debe aplicarse a la antena, pero por razones físicas ambas cosas no están juntas. El emisor está en una cabina y la antena en el exterior y preferentemente alejada de toda masa unida a la tierra, para mejorar su irradiación. Se presenta así el problema de transportar energía de R.F. y lógicamente se debe hacer ese transporte sin grandes pérdidas. Entre el transmisor y la antena debe colocarse una *línea* de transporte y de acoplamiento.

Tal línea está constituída por conductores, generalmente dos, y por consiguiente tendrá características definidas y conocidas. Por tratarse de transporte de energía de alta frecuencia, deberán considerarse condiciones que no interesan muchas veces en la distribución eléctrica industrial. Así, tenemos la resistencia propia de los conductores, pero afectada por el efecto pelicular, es decir, aumentada. Además, el material de aislación y soporte de la línea presenta una conductancia derivada de fugas. Y los hilos de la línea tienen inductancia y entre ellos capacidad. La figura 346 representa una línea con todos los elementos mencionados, en la cual la inductancia y la resistencia propias se dibujan por mitades por razones de comodidad operativa. En el extremo de la línea se conecta la carga de impedancia Z_c, y la línea tiene una impedancia propia Z. En general tendremos una impedancia serie Z_1 y una impedancia derivada Z_2, tal como lo indica la figura.

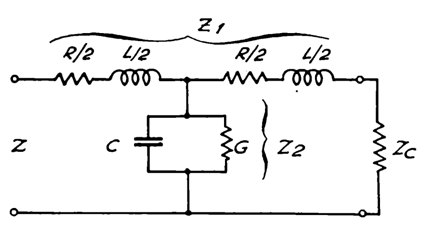


FIG. 346. — Caso general de líneas con sus factores característicos.

El estudio de la línea puede simplificarse notablemente si imponemos

una condición que debe cumplirse siempre en la práctica para máxima transferencia de energía, y es que la impedancia de la línea sea igual a la de la carga conectada a ella, cosa que siempre puede lograrse. En tal caso, la impedancia de la línea toma el valor Z_0 y se llama impedancia *característica o iterativa*. Si se resuelve el circuito de la figura 346 para esa igualdad propuesta resulta:

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 Z_2 + \frac{Z_1^2}{4}}$$

Y como la longitud de la línea no entra en los cálculos, y las constantes mencionadas más arriba son distribuídas a lo largo de ella, resulta que si cortamos la línea seguimos teniendo la impedancia característica. En otras palabras, la línea puede tener cualquier longitud y siempre se cumplirá la máxima transferencia de energía.

Para el caso particular de líneas de alta frecuencia las constantes de resistencia serie y conductancia derivada pierden importancia frente a la inductancia y capacidad. Llegamos así al esquema de la figura 347, en la que sólo aparecen los factores mencionados. En este caso la impedancia característica se simplifica, obteniéndose la expresión:

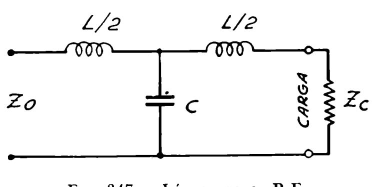


FIG. 347. — Línea para R.F.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Y resulta una impedancia característica óhmica pura. Los dos tipos más comunes de líneas aperiódicas son las formadas por dos conductores paralelos o concéntricos, según se

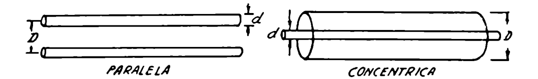


FIG. 348. — Líneas típicas de alimentación. Las medidas son en centímetros, siendo D en la paralela la distancia entre centros y en la concéntrica el diámetro interno de envoltura.

representan en la figura 348. Las impedancias características para estos dos tipos de líneas resultan:

$$\text{hilos paralelos: } Z_0 = 277 \log \frac{2\,D}{d}$$

$$\text{línea concéntrica: } Z_0 = 138{,}5 \log \frac{D}{d}$$

Se construyen comercialmente líneas paralelas y concéntricas de valores tipificados de impedancia característica. La de hilos paralelos toma el nombre general de *cinta* y la de conductores concéntricos el de *cable.* Las impedancias son de valores comunes 75, 100, 150 y 300 Ohm.

Ondas estacionarias

Una línea tiene a lo largo de su recorrido sus constantes distribuídas, y en el extremo hemos dicho que teníamos una impedancia igual a la característica de la línea. En cualquier parte podemos cortar la línea y encontramos esa misma impedancia. Para el estudio del comportamiento

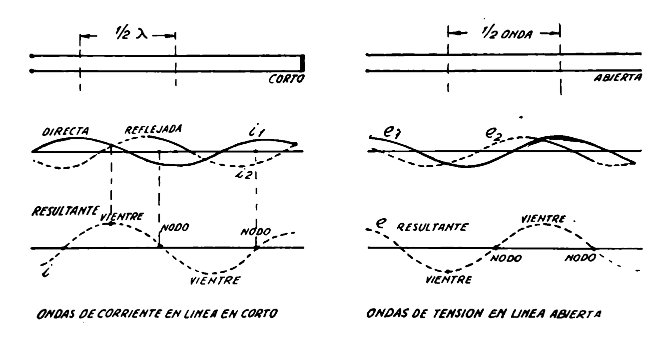


FIG. 349. — Ondas estacionarias en una línea en cortocircuito.

del transporte de energía conviene considerar dos casos particulares de mucho interés, como son el de línea en cortocircuito y el de línea abierta en el extremo de utilización.

Consideremos el primer caso, según la figura 349 (izquierda). La energía llega al extremo de la línea y encuentra una impedancia muy baja, o sea que tendremos allí una corriente muy grande y una tensión prácticamente nula. En todo el largo de la línea tenemos que la impedancia es constante, pues tiene el valor Z_0; luego el cociente entre la tensión y la intensidad se mantiene constante a lo largo de la línea. Al llegar al extremo en corto la energía no puede seguir avanzando ni transformarse, luego invierte su sentido y retorna por la línea, tal como si se reflejara en el extremo.

Tendremos entonces, a lo largo de la línea dos corrientes, la directa

y la reflejada, que componen en todo punto y en todo instante sus intensidades instantáneas, resultando puntos de valor nulo y puntos de valor máximo, suma de las dos amplitudes. A cada largo de onda medido sobre la línea encontramos los mismos valos instantáneos, y si hacemos abstracción de la polaridad, cada media onda repiten los valores, sean máximos o nulos. Las variaciones de la corriente a lo largo de la línea se llaman *ondas estacionarias*.

Con la tensión medida en puntos a lo largo de la línea ocurre algo parecido. En el extremo en corto la tensión es nula, y de allí partimos hacia atrás, con la onda reflejada de tensión. Las dos ondas de tensión se componen entre sí a lo largo de la línea y tendremos, igual que para las ondas de corriente, máximos y nulos, distantes entre sí de un cuarto de onda, y entre dos máximos hay media onda. Las ondas resultantes de tensión son también *ondas estacionarias*. Los puntos máximos, sean de tensión o de corriente se llaman *vientres* y los nulos se llaman *nodos*.

El otro caso especial a considerar es el de línea abierta en el extremo, como se plantea en la figura 349 (derecha). La corriente en el extremo debe ser nula, pero tenemos en cambio una tensión muy elevada. La energía que llega al final de la línea no puede continuar y se refleja hacia atrás lo mismo que en el caso de la línea en cortocircuito. Se producen también ahora las ondas estacionarias de tensión y de corriente, sólo que están invertidas con respecto a las otras, pues ahora partimos de tensión máxima en el extremo final. A lo largo de la línea tendremos vientres y nodos, tanto de tensión como de intensidad, y la separación entre puntos de igual amplitud será de media onda de la señal que se inyectó en la línea.

Si ahora consideramos el caso práctico de una línea que no está abierta ni en corto en el extremo, sino que tiene aplicada allí una carga resistiva pura, la potencia que viaja por la línea hacia la carga no puede reflejarse totalmente. Si la carga tiene igual impedancia que la característica de la línea, toda la energía la absorbe la carga, pero si no tiene ese valor exacto, parte de esa energía es reflejada hacia la línea y parte absorbida por la carga. Pueden encontrarse relaciones de interés si consideramos la impedancia que presenta la línea vista desde el generador, con su carga conectada. Tal impedancia vale:

$$Z = \frac{Z_0^2}{Z_c}$$

para múltiplos impares de cuartos de onda y vale:

$$Z = Z_c$$

para múltiplos pares de cuarto de onda, siendo Z_0 la impedancia característica de la línea y Z_c la de la carga.

Como hemos dicho que el ideal sería que los valores de esas dos im-

pedancias coincidan, y en la práctica no se puede cumplir tal condición siempre, tendremos ondas estacionarias en la línea, ya que no toda la energía será absorbida por la carga. Se acostumbra a determinar la *relación de ondas estacionarias* por el cociente:

$$R.O.E. = \frac{Z_c}{Z_o} \quad ó \quad \frac{Z_o}{Z_c}$$

poniendo la doble posibilidad, porque siempre tomamos para la R.O.E. el valor mayor que la unidad, y entonces colocamos en el numerador la cifra más alta. La R.O.E. da la medida del desequilibrio de la carga.

Ejemplo: Una línea de un cuarto de onda tiene una impedancia característica de 300 Ohm y se acopla a una carga de 75 Ohm. Deseamos saber la impedancia vista desde la fuente y la R.O.E.

Como un cuarto de onda es múltiplo impar, tenemos:

$$Z = \frac{300 \times 300}{75} = 1.200\ \Omega$$

$$R.O.E. = \frac{300}{75} = 4$$

En la práctica las pérdidas en las líneas aumentan con la R.O.E. y se admite para ella un máximo de 3.

Tipos de líneas

Sobre la base de las consideraciones precedentes, tendremos que toda línea que termina en una carga de valor igual a la impedancia característica no tendrá ondas estacionarias y por lo tanto se llama *no resonante* o *aperiódica.* En este caso la longitud de la línea no interesa, pues puede tener cualquier valor. En cambio, cuando la línea no termina en una carga de valor igual a la impedancia característica se llama *periódica* o *resonante,* y en tal caso la longitud de la línea juega un papel importante en la transferencia de energía. Por lo pronto tiene ondas estacionarias, y puede calcularse cual es la relación de las mismas. La impedancia que carga sobre el generador es la que hemos llamado impedancia de la línea vista desde ese generador y su valor depende de si la longitud de la línea es múltiplo par o impar de cuartos de onda, pues lógicamente la impedancia dependerá del cociente entre la tensión y la intensidad, y ambos vectores tienen valores cambiantes a lo largo de la línea. Si la longitud es un múltiplo exacto de cuartos de onda la impedancia total es resistiva pura y en caso contrario tiene carácter reactivo y parte de la energía será irradiada directamente por la línea y parte será absorbida por la carga. Es evidente que esta condición es inconveniente y se trata de evitar.

Acoplamiento de antenas

Las antenas horizontales se acoplan al emisor mediante líneas no irradiantes, para lograr lo cual se colocan dos conductores paralelos de modo que la irradiación de uno se cancele con la del otro, cosa que ocurre merced a que las corrientes instantáneas de ambos están en oposición de

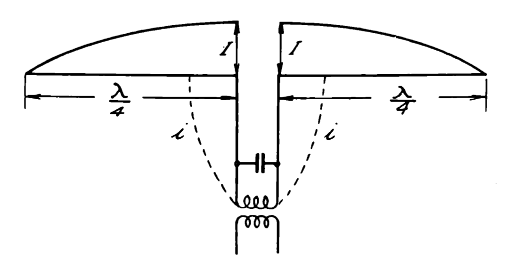


Fig. 350. — Acoplamiento de la antena Hertz.

fase a todo lo largo de ellos. Hay dos formas clásicas de alimentar la antena. La primera se ve en la figura 350 y se denomina *doble L* o *Hertz*. Está alimentada en el centro y cada alimentador y cada brazo de la antena tiene un cuarto de onda. Un alimentador con un brazo de antena completan la media onda. Obsérvese que en los extremos tenemos corriente nula, por lo que habrá vientres de tensión. En consecuencia el generador debe tener un circuito resonante paralelo en el lugar de conexión para dar una tensión elevada.

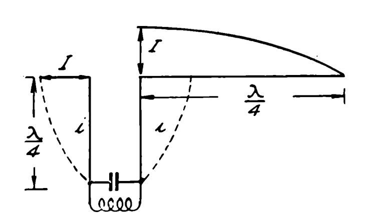


Fig. 351. — Acoplamiento de la antena Zepelín.

La otra forma de alimentar antenas es en el extremo, y se ve en la figura 351. Se denomina simple *L* o *Zepelin*. El brazo de la antena tiene un cuarto de onda, lo mismo que ambos alimentadores. La irradiación de estos últimos se cancela, por anularse recíprocamente. Lo mismo que en el caso anterior, debemos tener en el generador impedancia elevada para tener un vientre de tensión en el punto de alimentación.

No es forzoso que las antenas tengan cuartos de onda en sus brazos, pues pueden tener media onda. Por ejemplo, la figura 352 muestra una antena Hertz de media onda, en cuyo caso los alimentadores deben tener también esa longitud. La variante es que ahora se completa una onda

entera entre el alimentador y el brazo de antena. Como antes, los extremos tienen corriente nula y tensión máxima, luego colocamos un circuito paralelo en la alimentación.

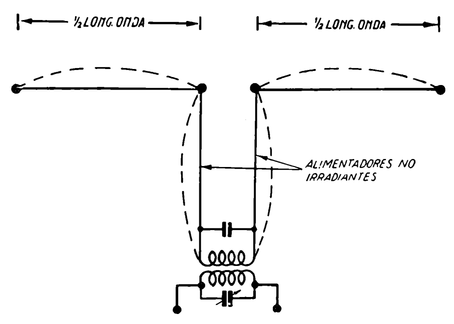


FIG. 352. — Antena Hertz de media onda.

Adaptación de impedancias

Hemos dicho que la impedancia de la línea, vista desde el generador, valía Z, y la impedancia de la carga Z_c, siendo esta última la impedancia de la antena en el punto de alimentación. De acuerdo con la expresión vista para Z podemos deducir el valor de la impedancia característica de la línea para acoplar la carga con máxima transferencia de energía. Si tenemos líneas de longitud igual a múltiplos impares de cuartos de onda deducimos que:

$$Z_o = \sqrt{Z\,Z_c}$$

Por otra parte, sabemos que una antena de media onda equivale a una resistencia de irradiación de 73,14 Ohm, prácticamente 75 Ohm. Es evidente que la única manera de tener una línea de esa impedancia es con un cable concéntrico. Si se desean usar alimentadores no irradiantes debe recurrirse a adaptadores de impedancia, entre los cuales el más popular es el *delta* que vemos en la figura 353. Los valores de las dimensiones que aparecen en la figura son, para alimentadores de 600 Ohm, y siendo f la frecuencia en Mc/s:

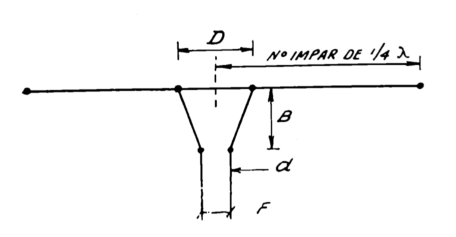


FIG. 353. — Adaptador delta de impedancias entre antena y línea.

$$D = \frac{37,5}{f}$$

$$B = 1,2\ D$$

$$F = 75\ d$$

La difusión de las cintas planas como líneas alimentadoras hizo buscar antenas aptas para adaptar la impedancia de aquéllas. Por ejemplo en la figura 354 tenemos lo que se llama un *dipolo plegado*, que es una antena

de un largo total de conductor igual a una onda completa, pero al estar plegado adquiere un largo de media onda, y de allí su nombre. Para comprender cómo se altera la impedancia en el punto de alimentación, veamos el circuito equivalente en la figura 355. Consideramos al dipolo como formado por dos ramas iguales, o sea de la misma impedancia. La

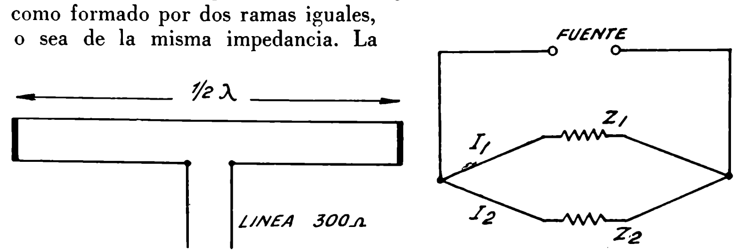


Fig. 354. — Un dipolo plegado permite usar cinta de 300 Ω

Fig. 355. — Circuito equivalente al dipolo plegado.

corriente total de antena se bifurca en dos ramas iguales y la potencia vale I^2Z. Pero esta potencia la irradia todo el dipolo, por estar muy próximas sus ramas, luego podemos considerar que al tener la mitad de corriente en cada rama la impedancia será cuatro veces mayor para que no se altere la cifra de potencia. Y como la impedancia en el centro de un dipolo abierto era aproximadamente 75 Ohm, la impedancia en el centro del dipolo plegado será:

$$Z = 4 \times 75 = 300 \ \Omega$$

Acoplamiento de la antena al emisor

Podemos ahora considerar el conjunto formado por el generador de R.F. (emisor), la línea y la antena, tal como lo representamos en la figura 356. Hemos dibujado un circuito sintonizado en serie en la línea, pero el estudio es de carácter general, y sabemos que ese detalle depende de que en la alimentación de la línea tengamos un máximo o un mínimo de corriente; en este caso suponemos corriente máxima. El acoplamiento entre las bobinas se determina por una *mutual* M, que según lo visto en el capítulo II vale:

$$M = k \sqrt{L_1 L_2}$$

Esta mutual transfiere al primario la carga R_2, que es la antena, de modo que podemos suponer a esa resistencia en serie con la del primario

siempre que asignemos un valor equivalente igual a la suma de ambas:

$$R_e = \frac{\omega^2 M^2}{R_2} + R_1$$

Y con ello el factor real de calidad del tanque toma un valor modificado, o sea que tenemos:

$$Q = \frac{\omega L_1}{R_e}$$

Que en la práctica, para un buen balance de energía entre bobina y capacitor, debe tener un valor comprendido entre 10 y 15. Veamos porqué.

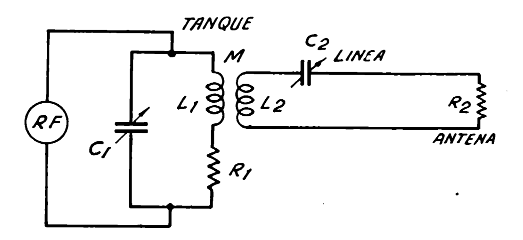


FIG. 356. — Acoplamiento de la antena al emisor.

El factor real de calidad puede escribirse de la siguiente manera, si tenemos en cuenta conceptos básicos de Electrotecnia:

factor de calidad: $Q = \frac{X_L}{R_e}$

condición de resonancia: $X_L = X_c$

impedancia de carga primaria: $Z_a = \frac{L_1}{C_1 R_e} = \frac{\omega L_1}{\omega C_1 R_e} = \frac{X_L^2}{R_e}$

combinando ambas expresiones tenemos:

$$Q = \frac{Z_a}{X_L} = \frac{E_a}{I_a X_L} = \frac{E_a I_L}{E_a I_a} = \frac{W_{ap}}{W} = \frac{\text{Potencia aparente}}{\text{Potencia real}}$$

Ahora bien, la potencia en juego en el capacitor debe alcanzar para producir la energía magnética en la bobina y cubrir la energía absorbida en R_e. La energía en la bobina, en un ciclo es:

$$A = \frac{1}{2} L I_L^2$$

y en f ciclos, esa energía es para un segundo, o sea es la potencia:

$$W_L = \frac{1}{2} \ f \ L I_L^2 = \frac{1}{2} \ \frac{X_L}{2\pi} I_L^2 = \frac{E_a I_L}{4\pi}$$

Ahora bien, esta potencia debe ser igual a la absorbida en R_e para una buena transferencia de energía, de modo que podemos considerar que:

$$W = W_L$$

y entonces tenemos:

$$Q = \frac{E_a I_L}{W} = \frac{4\pi W_L}{W} = 4\pi = 12{,}56$$

y estamos con el valor antes anunciado.

Ahora bien, podemos encontrar de inmediato los valores de la inductancia y la capacidad en el primario para que se cumplan las condiciones de resonancia y de impedancia requerida. Se tiene:

$$Z_a = \frac{L_1}{C_1 R_e} = \frac{\omega L_1}{\omega C_1 R_e} = \frac{Q}{\omega C_1}$$

de donde sale en seguida el valor de la capacidad:

$$C_1 = \frac{Q}{\omega Z_a}$$

Procediendo de manera análoga para la inductancia se tiene:

$$L_1 = \frac{Z_a}{\omega Q}$$

Y también podemos determinar el valor de la mutual M:

$$M = \frac{\sqrt{Z_a + R_2}}{\omega Q}$$

Ejemplo: Supongamos que el circuito de la figura 356 se usa para una válvula R.C.A. 805, a la cual se cargará una antena dipolo de media onda, cuya impedancia vale 75 Ohm. Los datos complementarios son:

$Z_a = 1675 \ \Omega$ $\quad$ $f = 7{,}3$ Mc/s $\quad$ $Q = 10$ (adoptado)

Encontremos los valores de los componentes del tanque:

$$\omega = 2\pi \times 7{,}3 \times 10^6 = 45{,}8 \times 10^6$$

$$C_1 = \frac{10}{45{,}8 \times 10^6 \times 1675} = 130 \ \mu\mu\,F$$

$$L_1 = \frac{1675}{45{,}8 \times 10^6 \times 10} = 3{,}65 \ \mu\,Hy$$

$$M = \frac{\sqrt{1675 \times 75}}{45{,}8 \times 10^6 \times 10} = 0{,}775 \ \mu Hy$$

Tipos de acoplamiento al tanque

Los valores de los elementos que integran el tanque de salida han sido determinados más arriba, pero esos elementos pueden disponerse de diferentes maneras para acoplar el bobinado del tanque final a la línea de transmisión y ésta a la antena, que en definitiva es la encargada de

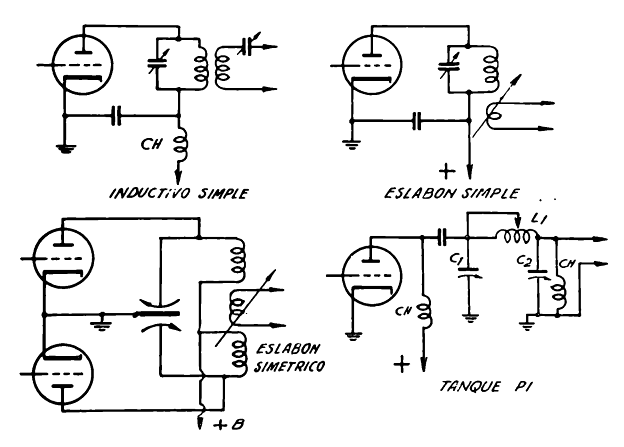


FIG. 357. — Algunos de los diversos acoplamientos de antena al tanque de salida del emisor.

irradiar la señal al espacio. En la figura 357 se muestran algunas de las más comunes de esas maneras, o sea algunos de los acoplamientos del tanque a la línea de transmisión.

El primer esquema es el acoplamiento *inductivo simple*, en el cual la bobina secundaria se determina en la forma vista, pues una vez conocida la mutual puede determinarse el valor del acoplamiento o de L_2, o adoptar uno y calcular otro. Esa bobina secundaria puede sintonizarse en serie,

como en la figura, o en paralelo, según el tipo de alimentación, largo de la línea, etc. Se emplea para líneas de impedancia no muy baja, como 600 Ohm o mayor.

El segundo esquema es más difundido, se llama *eslabón simple,* y consiste en acoplar al bobinado de tanque dos o tres espiras de forma que el acoplamiento pueda variarse por alejamiento o por giro. Es típico para líneas y cables de baja impedancia, desde 37,5 hasta 300 Ohm. Cuando la etapa de salida es simétrica se usa el *eslabón simétrico* que se ve en el tercer esquema de la figura 357. El tanque usa un capacitor variable de estator dividido, con dos mitades aisladas y el rotor tiene una sección más grande que abarca las dos mitades del estator, y es el que va a masa, pese a que en el esquema se indica con un símbolo que podría interpretarse al revés.

Finalmente tenemos el popular *tanque Pi* en el cuarto esquema, muy empleado actualmente para emisores de potencias bajas y medias. En este

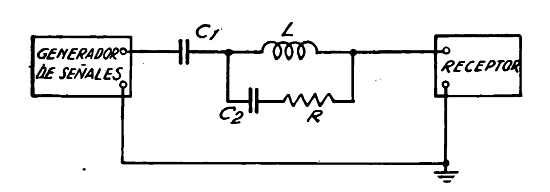


FIG. 358. — Antena artificial normal. Los valores de los elementos son: C_1:200 $\mu\mu$F; C_2:400 $\mu\mu$F; L:20 HR:400 Ω. (Normas I. R. E.).

acoplamiento la adaptación de impedancias es muy cómoda, pues basta girar el eje del segundo capacitor variable. L_1 con C_1 forman el tanque de placa que está aislado de la tensión anódica continua mediante un capacitor. El segundo capacitor C_2 tiene un valor elevado, unos 1.000 $\mu\mu$ F, y por tener baja impedancia a la frecuencia de trabajo no interviene prácticamente en la resonancia de placa sino en la adaptación de la impedancia de la línea al tanque. En derivación con el mismo va un choque común de R.F. Durante el ajuste de sintonía de placa, C_2 permanece a capacidad máxima, justamente para no intervenir en ese ajuste. Luego, cuando se debe cargar la antena, se varía su capacidad.

Antena artificial o fantasma

En las operaciones de ajuste de receptores es común tener que acoplar un generador de señales a la entrada, pero como ese acoplamiento prescindiría de la antena se corre el riesgo de hacer un falso ajuste por ser diferente la impedancia y condiciones del generador y de la antena. Por esas razones se acostumbra a usar una antena artificial o *fantasma* que

presente las mismas características resistivas y reactivas que una antena común de recepción. Tal antena se representa en la figura 358. Se acostumbra a colocar todos esos elementos dentro de un tubo que se intercala en el cable de conexión del generador de señales.

RADIOGONIOMETRIA

Uno de los problemas frecuentes en radio es el de ubicar una estación emisora desde un punto distante de la misma, ya sea para localizarla o para determinar la posición del punto mencionado. Evidentemente la utilidad de tal operación tiene su mayor difusión en la marina y en la aviación ya que es en ellas donde es constante la necesidad de conocer la ubicación durante la ruta. Para ubicar emisoras se usa en todos los servicios de comunicaciones. El aparato capaz de indicar la dirección de que proviene una señal se llama *radiogoniómetro,* y de su funcionamiento nos ocuparemos de inmediato.

Para comprender fácilmente el principio del radiogoniómetro no hay más que basarse en las propiedades de la clásica *antena de cuadro,* la cual se conoce hace ya muchos años; en los comienzos de la radio se la utilizó para alimentar receptores, pero tenía un inconveniente que la hizo relegar a segundo plano en cuanto se comenzaron a emplear antenas extendidas. Tal inconveniente era que según la dirección de donde provenían las señales la recepción era de distinto nivel, es decir, tenía efectos direccionales.

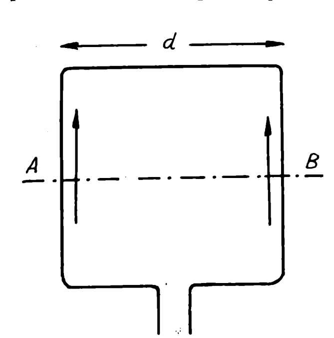


FIG. 359. — Vista esquemática de una antena de cuadro.

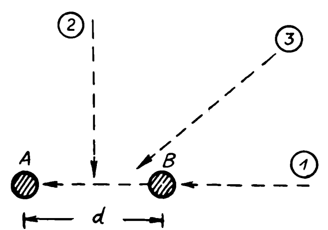


FIG. 360. — Gráfico de las direcciones de incidencia de las ondas.

En realidad lo que ocurría era que en ese momento no se pudo apreciar la ventaja que podía extraerse de tales características.

Para comprender el motivo de su efecto direccional, veamos cómo funciona una antena de cuadro, la que para mayor simplicidad la supon-

dremos de una sola espira, tal como se esquematiza en la figura 359. El ancho del cuadro lo marcamos con *d* y es la distancia horizontal entre los lados A y B. Si una onda electromagnética incide sobre el cuadro se inducirá una f.e.m. en él, pero si colocamos un blindaje electrostático sólo incidirá en la espira el efecto del campo magnético, componente de la onda electromagnética. Ahora bien, supongamos que cualquiera que sea la dirección de donde procede la señal electromagnética coloquemos el cuadro perpendicular a dicha señal. En tales condiciones, el campo magnético variable inducirá una f.e.m. en los dos conductores verticales, cuyos sentidos serán iguales para ambos, y en un instante dado esos sentidos son los que se indican con las flechas en la figura. Es evidente que las dos ff.ee.mm. se anularán por ser iguales y estar en fase.

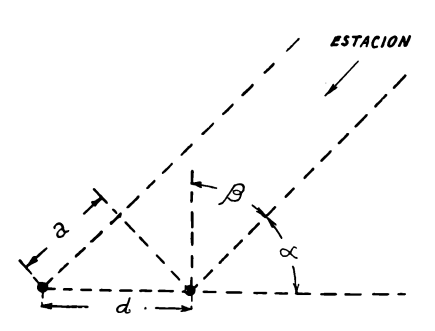


Fig. 361. — Gráfico de los ángulos de incidencia de las ondas.

Pero si la dirección de donde procede la señal no es perpendicular al plano del cuadro, las cosas ocurrirán de diferente manera. Para aclarar lo que sucede, cortemos imaginariamente al cuadro por la recta AB y observémoslo desde arriba tal como lo muestra la figura 360. La distancia *d* entre los lados se mantiene en su verdadera magnitud. Veremos lo que pasa si inciden en el cuadro ondas desde tres direcciones indicadas (1), (2) y (3) en la figura, de las cuales la (2) es la que mencionamos más arriba.

Una onda procedente de (1) llega a distinto tiempo al lado B que al A, primero al B y después al A para ser más precisos, con lo que las ff.ee.mm. inducidas en ambos lados no estarán en fase, y la diferencia entre ambas no será nula, sino que tendrá un cierto valor. Una onda procedente de (2) llega al mismo tiempo a los dos lados del cuadro y las ff.ee.mm. inducidas en A y B estarán en fase, con lo que la diferencia entre ambas será nula. Y finalmente, una onda procedente de una dirección intermedia como la (3), llegará a destiempo a A y B, pero no tanto como en el caso (1), con lo que la diferencia de las ff.ee.mm. no será tan grande como en el caso (1) pero tendrá un valor.

Para aclarar por qué la diferencia de fase es menor en el caso (3) que en el (1) veamos la figura 361, que muestra un detalle del cuadro y de la onda procedente de una estación cualquiera que forma con la dirección perpendicular al plano del cuadro un ángulo β y con el plano del

cuadro un ángulo α. La diferencia de recorrido en llegar a los dos lados del cuadro es la medida *a* indicada en la figura, que es menor que el ancho del cuadro *d*, por simple observación. Luego la diferencia de fase entre las ff.ee.mm. inducidas en los dos lados del cuadro no será tan grande como si la dirección fuera coincidente con el plano del cuadro, como sería la dirección (1). Se tiene:

$$a = d \cos \alpha$$

Si se determinan los valores de la diferencia en las ff.ee.mm. inducidas en el cuadro para distintas direcciones de procedencia de las señales, se obtiene el diagrama llamado en 8 de los cuadros que se ve en la figura 362, o sea el diagrama del coseno. Los valores máximos resultan para direcciones que coinciden para el plano del cuadro, en las dos direcciones; los valores nulos corresponden a las dos direcciones perpendiculares al plano del cuadro (2) y su opuesta, y para otras direcciones hay valores menores que para (1) pero mayores que para (2), como sería el caso de la dirección (3).

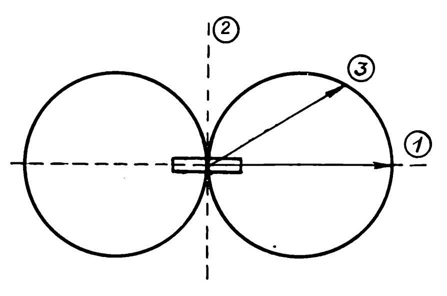


FIG. 362. — Diagrama de sensibilidad del cuadro.

Si en lugar de suponer ondas procedentes de distintas direcciones, dejamos una sola estación emisora y giramos el cuadro, el diagrama obtenido de las intensidades de la señal para cada ángulo de giro será el mismo descrito, pues todo pasa como si se dejara el cuadro fijo y se trasladara la estación alrededor del lugar donde se halla la antena de cuadro.

Indicación de sentido

Veamos ahora lo que sucede si se mezclan con los efectos del cuadro los de una antena no direccional, cuyo diagrama de recepción sería un círculo con centro en dicha antena. La figura 363 aclara lo dicho. Si las dos tensiones en los lados del cuadro se consideran fuera de fase, cosa evidente si se vuelve a la figura 362, y sumamos para un lado los efectos de la antena no direccional, para el otro lado habrá que restarlos, de modo que si el círculo A corresponde a un lado del cuadro, el B al otro lado y el círculo C representa el diagrama de recepción de la antena no direccional, el resultado del conjunto será la superficie rayada.

Se ve en seguida que de un lado se disminuye la intensidad de señal aún para direcciones óptimas, mientras que del otro lado se aumentan

las intensidades en todas direcciones. En la práctica se dibujan directamente los diagramas resultantes de antenas de cuadro combinadas con no direccionales, resultando figuras como lo muestra la figura 364. Se puede así determinar un máximo y un mínimo sobre una misma recta de dirección, cosa que no se conseguía con el cuadro solo, ya que éste tiene dos máximos y dos mínimos iguales.

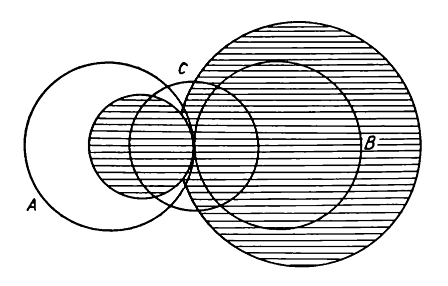


Fig. 363. — Superposición de los diagramas de sensibilidad de un cuadro y una antena lineal no direccional.

Veamos ahora la forma de proceder para ubicar la dirección y sentido de una estación que recibimos con nuestro conjunto, que desde ya llamaremos *radiogoniómetro* y cuyas aplicaciones son innumerables. Tomemos un cuadro que pueda girar alrededor de su eje vertical y dotado de una escala graduada en 360° geométricos, a fin de leer en ella los ángulos que giremos en el aparato, y sintonicemos una estación, según ilustra la figura 365. Girando el cuadro llegaremos a percibir un mínimo en la dirección AB cuando el cuadro esté perpendicular a ella. Podría leerse cuando el cuadro estuviera coincidiendo con la dirección AB, pero es evidente que es más fácil determinar el mínimo que el máximo. La razón de esta mayor facilidad se deduce observando la figura 362 nuevamente y se nota que alrededor de la posición del máximo hay poca diferencia entre las intensidades, mientras que alrededor de la posición del mínimo la diferencia es notable.

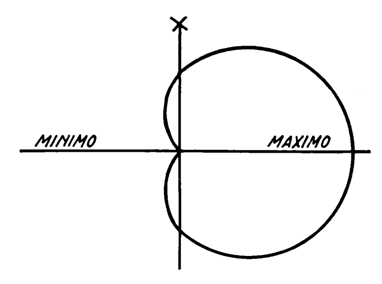


Fig. 364. — Diagrama real de antenas de cuadro y lineales combinadas.

Volviendo a la operación de hacer lecturas, es evidente que habrá dos ángulos en la escala para los cuales la lectura será el mínimo, los cuales se han indicado en la figura 365. Además, no se puede determinar si la estación procede de A o de B. No obstante, para muchas aplicaciones es suficiente esta determinación incompleta, pues si se conoce en forma aproximada la ubicación, no se puede apreciar con error de 180°, que sería la diferencia entre las dos lecturas.

Pero para evitar esa dualidad de observación se hace intervenir la antena no direccional que nos permite elegir uno de los dos ángulos leídos como exacto. La figura 366 muestra la escala de lecturas del cuadro móvil y se ve que hay dos índices de lectura. Uno es el principal o de dirección, que está colocado perpendicularmente al plano del cuadro, de modo que con él se hacen lecturas cuando la recepción es mínima, indicando la dirección AB ya conocida. El otro es el índice de sentido, que se usa para leer una vez que se ha conectado la antena no direccional. En tal caso se gira el cuadro de 90° más en el mismo sentido de giro, y se observa si se tiene un máximo o un mínimo. Si el radiogoniómetro es de lectura a mínimo con el índice de sentido, que es lo común, se decide que la estación está en dirección A y no en la B, cuando la lectura es un mínimo con el índice de sentido.

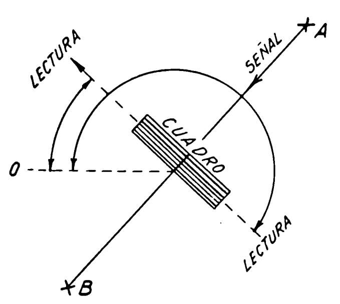


FIG. 365. — Forma de hacer la lectura con el cuadro.

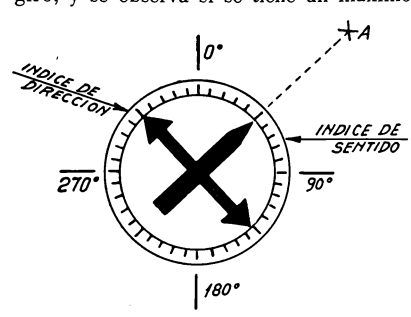


FIG. 366. — Vista del dial del radiogoniómetro.

Para aclarar esto veamos la figura 367, que muestra las dos lecturas o movimientos a realizar. Primero se gira el cuadro hasta percibir un mínimo, dado para la dirección AB, y se lee el ángulo que partió desde 0 hacia la derecha. Girando ahora en 90° en el mismo sentido el cuadro, si la lectura es un mínimo con el índice de sentido, la dirección es la A, como se ve en la figura. Si la lectura es un máximo, la dirección sería la B. Con ello se tiene el ángulo desde el 0 y la dirección tiene su sentido de procedencia aclarado.

Y una vez conocidos los principios de acción, pasemos a describir los modelos de radiogoniómetros en uso, para comprender su aplicación inmediata.

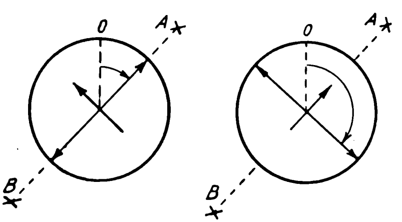


FIG. 367. — Indicación de las dos lecturas que deben hacerse con el radiogoniómetro.

Tipos de radiogoniómetros

Los radiogoniómetros se clasifican en dos tipos diferentes, de acuerdo con el elemento principal o cuadro. Si tienen un cuadro único que puede girar alrededor de su eje, se llaman de cuadro móvil. El eje del cuadro lleva solidariamente consigo los índices de dirección y de sentido ya conocidos. Si en cambio tienen un cuadro o conjunto de cuadros perpendiculares fijos, y dentro de los mismos una bobina de exploración que oficia de cuadro para los efectos de la direccionabilidad, se llaman de cuadro fijo.

Pasemos ahora a describir el receptor y la forma de conectar el cuadro o la bobina de exploración al mismo. La figura 368 muestra el esquema

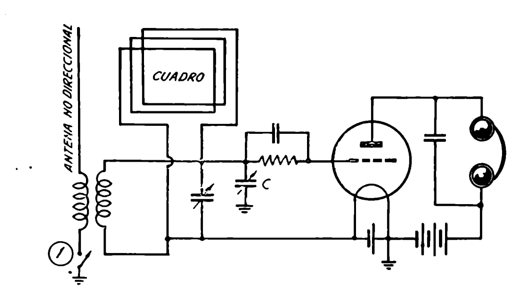


FIG. 368. — Esquema completo de un radiogoniómetro.

simplificado de conexiones del modelo más elemental, notándose que se trata de un detector no lineal por característica de grilla, cuyo circuito sintonizado está formado por la inductancia del cuadro y el capacitor variable de sintonía. Aparece también un pequeño capacitor variable C cuyo objeto es el siguiente:

Cuando se busca con el cuadro una estación, para lo cual se girará el mismo hasta notar un mínimo en la recepción, el efecto de los edificios vecinos o masas reflectoras hacen que el mínimo percibido no sea neto. Además, en el circuito se ve enseguida que la capacidad a masa o a tierra del cuadro es diferente para las dos ramas, pues por un extremo está conectado al circuito de grilla, y por el otro, a través de una bobina de alta capacidad a masa, al retorno de cátodo. La rama de grilla tiene menor capacidad a masa, por lo que esa diferencia debe ser compensada con el variable C.

Por los motivos señalados el capacitor C suele llamarse *de ajuste de mínimo*, pues girándolo se consigue una mayor nitidez de la lectura en la escala del radiogoniómetro. Para ajustar el capacitor C hay que sintonizar una señal cualquiera con su capacitor de sintonía, y girar el cuadro hasta que se obtenga un mínimo en la recepción. Luego se ajusta el capacitor C

hasta que ese mínimo sea neto y más notable. Por sucesivos retoques se consigue que el radiogoniómetro quede compensado. Es evidente que para distintas señales pueden ser necesarios nuevos retoques del capacitor.

Una vez que se sintoniza la señal y se hace lectura en la escala del cuadro a mínima recepción, se conoce la dirección en que se halla ubicada esa estación pero no el sentido. Para determinar éste se conecta el elemento no direccional o antena auxiliar cerrando la llave (1), que se ve en el esquema, y se gira en 90° el cuadro del radiogoniómetro, observando si la señal aumenta o disminuye. Hay aparatos cuyo índice de sentido debe interpretarse cuando hay máximo en el segundo giro y hay otros en los que se busca el mínimo en tal segundo giro.

Los radiogoniómetros comerciales tienen la tarea simplificada por una serie de dispositivos, como ser extremos de los índices pintados de colores que coinciden con los mismos colores pintados en las llaves conmutadoras, luces de aviso, etc. Se trata en todos los casos de facilitar la tarea del observador. Hay también radiogoniómetros que tienen una brújula agregada a la escala, para determinar, además del ángulo que forma la dirección de donde procede la estación con el cero de la escala, el rumbo o ángulo con respecto al norte.

El cero del radiogoniómetro se hace coincidir siempre con el eje longitudinal del barco o avión y en la dirección de su proa, a fin de establecer un punto de referencia. Si se marca también el rumbo, ese rumbo será el que corresponde a la dirección que lleva el movimiento.

Radiogoniómetros para altas frecuencias

Hasta aquí no se ha hecho cuestión en el detalle del tipo de polarización de la onda electromagnética ya que sabemos pueden serlo horizontal o verticalmente. Mientras la señal que llega al cuadro es del tipo más general, o sea ondas de polarización vertical, el funcionamiento del gonio es impecable. Estas ondas son típicas de la propagación directa.

Cuando una onda es reflejada por la ionósfera aparecen en ella componentes de polarización horizontal. Al llegar al cuadro se manifiesta la influencia de la Tierra cercana que impide la obtención de un mínimo nítido al incidir pequeñas señales, cualquiera sea la polarización del cuadro.

Estos efectos son independientes de los llamados *errores de marcación*, que se deben a las reflexiones de las ondas que producen los cuerpos conductores vecinos al cuadro y de dimensiones considerables. También puede citarse el efecto de las zonas de conductibilidad variable de la tierra que alteran la amplitud de las señales, produciendo la impresión de que las ondas llegan por el camino en que han sufrido menor absorción.

Por todo ello los radiogoniómetros descriptos anteriormente se emplean para R.F. medias y bajas, cuya propagación es directa. Para radiofrecuencias altas se usa el tipo Marconi ilustrado en la figura 369.

Consiste en dos dipolos o antenas simétricas verticales acopladas al circuito de entrada del receptor mediante un transformador. Los dipolos están conectados en oposición de fase mediante una inversión en el punto de unión. De esta manera la inducción de las señales de polarización vertical se suman para ambos y la de señales de polarización horizontal quedan anuladas, por tener dos valores iguales y de signo contrario.

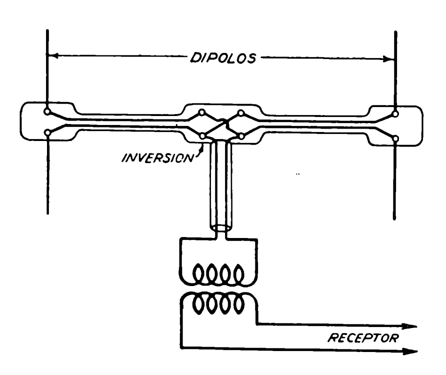


FIG. 369. — Radiogoniómetro Marconi para altas frecuencias, con dos dipolos en oposición.

Los dipolos son dos trozos de $\frac{1}{4}$ de onda colocados paralelos y a la distancia de $\frac{1}{2}$ onda y equivalen en conjunto a un cuadro de una sola espira. Dado que son resonantes para una frecuencia determinada presentan poca sensibilidad para otras frecuencias, lo cual requiere un diseño prolijo y una instalación en lugares donde no haya perturbaciones apreciables.

El cuerpo principal es giratorio, y el plano en que se hallan los dipolos equivale al plano del cuadro en el radiogoniómetro común.

Radiocompás

El radiocompás es un dispositivo radioeléctrico que permite reconocer el rumbo con exactitud durante el vuelo. Para tal fin existe en tierra un emisor de impulsos o señales de cualquier tipo, que captará el avión con un receptor especial acoplado al radiocompás, y del cual forma parte integrante.

Para comprender el funcionamiento, recordemos las propiedades direccionales de las antenas de cuadro, las cuales tenían curvas de sensibilidad en forma de ocho, y si se destruía el equilibrio mediante un colector adicional, una capacidad extra a masa en una de las ramas, o por cualquier otro procedimiento, las curvas de sensibilidad o de nivel de recepción afectan la forma de una de las ramas que se ve en la figura 370. Es decir hay un lóbulo cuyo eje coincide con el plano en que se encuentra el cuadro, según ya sabemos. Si el desequilibrio o la conexión de la antena no direccional se cambia de rama, el lóbulo se pasa al otro lado, según indica la figura. En el gráfico aparecen los dos lóbulos, pero debe notarse que sólo se tiene uno por vez.

Supongamos ahora que por un procedimiento mecánico o eléctrico

cambiamos rápidamente de conexión a las ramas del cuadro, la antena de desequilibrio o el elemento destructor del equilibrio. Se pasará con la misma rapidez de uno a otro lóbulo, lo cual podrá ser observado si se dispone convenientemente de un instrumento indicador. El procedimiento mecánico podría ser un conmutador accionado rápidamente por un motor eléctrico que cambiará la conexión del elemento de desequilibrio de una rama a la otra del cuadro. El procedimiento eléctrico es el que describiremos a continuación.

Pero observemos primero la figura 370 y veamos qué sucederá con el instrumento indicador cuando el rumbo del que llega la señal está sobre la perpendicular al cuadro o difiere de tal dirección.

FIG. 370. — Principio de funcionamiento del radiocompás.

Si la señal llega desde la dirección exactamente perpendicular al cuadro, que es la que coincide con el eje del avión, y que indicamos con A en la figura, las indicaciones en el instrumento coinciden para las dos formas de desequilibrio, es decir para conexión del efecto direccional a la derecha o a la izquierda. Pero si el rumbo de la estación es el B o el C, hay diferencia en el nivel de la señal cuando se cambia el desequilibrio a la derecha o a la izquierda.

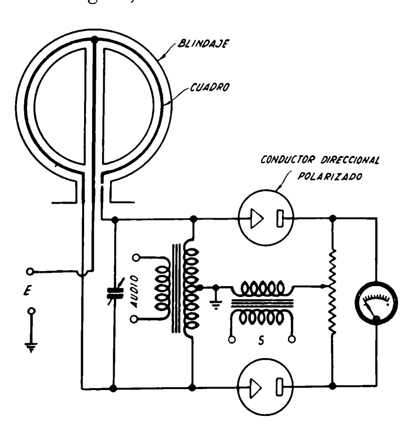


FIG. 371. — Esquema sintético del radiocompás.

Combinando las cosas de modo que las indicaciones a la derecha o a la izquierda se resten, por ejemplo, el instrumento sólo indicará cero cuando el eje del avión esté dirigido exactamente en el rumbo A, de donde llega la señal. Y el piloto puede así dirigir su avión al punto de destino sin visibilidad directa.

Veamos ahora cómo hacemos para cambiar rápidamente el lado de desequilibrio del cuadro, para poder aplicar lo que antecede en forma práctica. La figura 371 muestra un esquema donde se ve el cuadro blindado, aplicado en forma simétrica a un par de elementos direccionales,

que pueden ser diodos, triodos polarizados al corte, etc. En tales condiciones, no se hará presente ninguna indicación en el instrumento. Pero a los mismos elementos direccionales se aplica también en forma simétrica una tensión de audio, de más o menos unos 100 ciclos por segundo, que hace que las placas de los diodos sean alternativamente positivas y negativas. En el semiciclo en que es positiva la superior, por ejemplo, la válvula conduce corriente y cortocircuita la radiofrecuencia a masa, con lo que se introduce el elemento de desequilibrio en medio cuadro, consiguiéndose el efecto direccional de la derecha, por ejemplo. Durante el otro medio ciclo, el efecto direccional se producirá en la izquierda, por ser positiva la placa del otro diodo, y el cortocircuito se produce por lo tanto en la otra rama del cuadro.

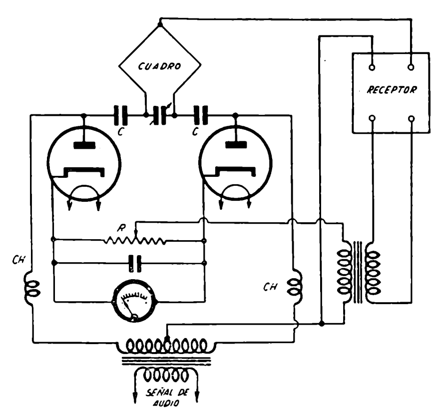


FIG. 372. — Esquema completo del radiocompás.

Tenemos así cambiado con bastante rapidez el efecto de direccionabilidad en ambas ramas del cuadro, indicando el instrumento hacia un lado o hacia otro, ya que tiene su cero en el centro, según el rumbo se aparte de la posición exacta. El capacitor variable permite sintonizar la señal procedente de la estación que sirve de orientación.

Independientemente de la conexión de los elementos direccionales polarizados, se utiliza el receptor que permite trabajar en sintonía con la estación localizada. La entrada del receptor está indicada en el esquema con E, y el mismo recibe la tensión de radiofrecuencia de todo el cuadro, pero sabemos que una de sus ramas estará afectada por uno de los elementos de conductibilidad direccional, de manera que el receptor acusará una sensibilidad con un lóbulo a la izquierda o a la derecha según el caso. La salida del receptor es S, y se aplica en la forma que veremos al instrumento indicador, de manera de obtener indicaciones precisas hacia un lado o hacia otro del cero de la escala, cuando el rumbo difiere del exacto.

Para comprender cómo funciona el indicador, se aclara el esquema completo de conexiones en la figura 372, donde se ve que el receptor tiene su salida acoplada mediante un transformador al sistema equilibrado formado por los dos diodos, excitados en disposición simétrica. Cuando durante un ciclo entero de audio del oscilador, el receptor recibe impulsos de radio-

frecuencia de la misma magnitud, por tratarse de que el avión está en el rumbo exacto, al instrumento no se aplica tensión alguna, indicando por lo tanto cero. Pero si se está fuera de rumbo, durante medio ciclo el receptor recibe una tensión mayor que durante el otro medio ciclo de audio, con lo que al instrumento indicador queda aplicada una tensión que acusará.

Se observará que se han incluído en el esquema algunos elementos que antes no aparecían. Ellos son los choques de radiofrecuencia para evitar que ésta se derive por el transformador de salida del oscilador, y los capacitores C que impiden la descarga de la audiofrecuencia por el cuadro. Además, el instrumento se deriva convenientemente con un capacitor de paso. El reóstato R permite corregir cualquier desequilibrio en las ramas del circuito cuando se observa que el instrumento sufre alguna indicación sin haber señal en la antena, por ejemplo, o sin aplicar el cambiador de efectos direccionales.

Radioaltímetros

Los altímetros indicadores de altura de aviones funcionaban bajo un principio barométrico, lo cual quiere decir que su indicación se refería al nivel del mar, para la cual se hacía su tarado. Esto quiere decir que un avión en vuelo obtenía una indicación de su altura referida al nivel cero básico, que es el del mar. Si en su marcha pasaba sobre edificios o mon-

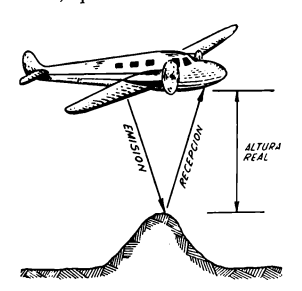


FIG. 373. — Forma de operar del radioaltímetro.

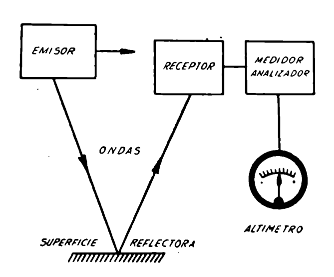


FIG. 374. — Diagrama sintético del radioaltímetro.

tañas, la distancia hasta los mismos no era conocida por el piloto, produciéndose con frecuencia accidentes. El único caso en que las indicaciones del altímetro barométrico pueden tomarse por exactas es en el vuelo sobre el mar o sobre campiñas rasas, donde no se encuentran masas a alturas considerables.

Los radioaltímetros basan su funcionamiento en hechos muy distintos. Hay altímetros basados en ecos acústicos, que utilizan ondas ultrasonoras,

pero este dispositivo se prefiere para sondajes marinos, a fin de medir la profundidad del mar, porque en tal caso no molesta la lentitud del procedimiento. En el vuelo del avión hace falta un método más rápido, a efectos de evitar demoras en la indicación de la altura efectiva sobre la tierra u obstáculo más próximo. Posteriormente se empezó a usar un sistema que consistía en determinar las variaciones de la capacidad eléctrica entre el avión y el suelo, en cuyo caso cualquier masa unida a tierra que se interponía causaba una variación en tal capacidad que era acusada de inmediato por el aparato.

El funcionamiento del altímetro a reflexión se basa en lo siguiente: en la figura 373 se ilustra esquemáticamente la posición de un avión con respecto a un montículo o edificio que emerge de la tierra. Las ondas transmitidas desde el avión se reflejan en esa masa y vuelven, siendo captadas por un receptor especial de a bordo. La figura 374 muestra los distintos componentes en forma esquemática, transmisor, receptor, medidor, analizador y altímetro. Es de notar que la altura indicada es la real sobre el obstáculo.

Observando la figura se ve que indica que las ondas irradiadas por el emisor van hacia el obstáculo o superficie reflectora, pero al mismo tiempo parte de ellas son captadas directamente por el receptor. Si se reciben en este último señales directas y reflejadas, la mezcla da por resultado una interferencia o heterodinaje, ya que las dos señales han recorrido distancias distintas.

Para máxima eficacia del dispositivo se emplean generalmente ondas de muy alta frecuencia, del orden de los 500 a 600 Megaciclos por segundo, que corresponden a longitudes de onda de 50 a 60 centímetros. Estas ondas se modulan en frecuencia, con una característica lineal entre la frecuencia y el tiempo, es decir, con una onda en diente de sierra. De este modo, la interferencia que se produce en el receptor es una función directa de la diferencia de recorridos de las dos ondas: la directa, cuya distancia es fija, ya que depende de la colocación del emisor y el receptor en el avión, y la reflejada, que recorre una distancia que es sensiblemente igual a dos veces la altura que media entre el avión y el obstáculo.

Un dispositivo especial, que llamamos medidor analizador, se encarga de traducir esos batidos en metros de altura, aunque generalmente están graduados en miles de pies, lo que equivale a 305 metros por cada millar de pies. Este analizador mide en realidad la diferencia de frecuencias entre las dos señales, directa y reflejada, pero como hemos dicho que la señal utilizada tenía una característica lineal entre frecuencia y tiempo, esa diferencia de frecuencia se traduce directamente en una diferencia de tiempo; es obvio que un tiempo corresponde a un camino recorrido por la onda, y es fácil tarar al instrumento indicador que posee el analizador en pies o metros en lugar de Megaciclos, por ejemplo.

Radar, Lorán, etc.

La combinación de algunos de los principios vistos en esta última parte del capítulo ha permitido crear una cantidad de dispositivos radioeléctricos para diversas aplicaciones. Generalmente se emplean ondas ultracortas, cuya radiación en línea recta puede lograrse con facilidad mediante antenas con reflectores parabólicos cuyas dimensiones son razonables. La señal sale de la antena, choca con el objeto a localizar y retorna al punto donde se halla el receptor. Se pueden tener indicaciones directas de la distancia, posición en el espacio y velocidad de avance del objeto localizado. Esto sería el *radar*. Otros dispositivos usan dos o tres estaciones en puntos que forman triángulos con el objeto a localizar, de manera que sobre una carta se puede ubicar con precisión al mismo. Son tan numerosos los dispositivos y tan variadas las aplicaciones que se necesitarían varios volúmenes para su descripción completa, y aún así, antes de editar la obra ya sería anticuada por aparecer constantemente nuevos sistemas. Baste decir que se han enviado ondas a la Luna y se obtuvo recepción de la reflexión, y que ultimamente se han podido seguir con radiotelescopios los recorridos de satélites artificiales y cohetes espaciales.

CAPITULO XIII

EQUIPOS AMPLIFICADORES E INTERCOMUNICADORES

Sobre la base de lo estudiado en el capítulo VII pueden diseñarse equipos amplificadores completos o amplificadores bilaterales para comunicaciones de ida y vuelta, que se llaman intercomunicadores. Las particularidades del diseño pertenecen a cada caso y cada etapa deberá ser proyectada según lo visto en la cita mencionada. Pero el conjunto del equipo debe responder a cierto tipo de necesidades, como ser la potencia necesaria, las características del local, la clase de servicio, etc. Ello pertenece a los datos del proyecto, de modo que será tenido en cuenta en esta oportunidad. Nos ocuparemos primero de los amplificadores, y en segundo lugar de los intercomunicadores.

AMPLIFICADORES DE AUDIOFRECUENCIA

Antes de entrar a analizar circuitos completos de amplificadores, trataremos concretamente la forma de fijar las primeras cifras que intervienen en el diseño. Es común hablar de la potencia como primer dato disponible, pero esa potencia resulta de un estudio de las condiciones requeridas por el salón o lugar donde ha de funcionar el equipo. Una cantidad insuficiente hará inaudible el programa en los lugares críticos y una cifra excesiva obligará a trabajar al equipo con salida reducida y eso no tiene justificación.

Potencia necesaria

Para diseñar un amplificador de audiofrecuencia se parte, en general, de la potencia acústica necesaria en el recinto en que aquél va a ser utilizado. Para evitar engorrosos cálculos teóricos, se recurre a fórmulas empíricas para apreciar la cifra de potencia eléctrica entregada por la etapa de salida del amplificador. Así, tal potencia se da por la relación:

$$W = \frac{C}{600}$$

en la que W está dada en Watt y G es una cantidad que depende de las dimensiones del local en que se ubicará el amplificador. Se lo denomina *grandeza espacial* del recinto y su valor se determina mediante la expresión:

$$G = \frac{b\,h\,(b^2 + h^2 + l^2)}{\sqrt[3]{b\,h\,l}}$$

donde b es el ancho del local o dimensión horizontal de la pared en que se coloca el altoparlante en m; *l*, el largo del local en m; h, la altura en m.

Tiempo de reverberación

Los sonidos sufren dentro del recinto una serie de reflexiones sucesivas, por lo que tardan en extinguirse un cierto tiempo, llamado *de reverberación* y cuyo valor es:

$$t = \frac{0{,}164\ V}{A}$$

donde V es el volumen del local en m³, A, es un número, dado a su vez por la sumatoria:

$$A = \Sigma\, a\, S$$

en la que *a* son los coeficientes de absorción de los materiales que componen las paredes, piso y cielorraso del salón dados en la tabla VII. S, son las superficies respectivas de los materiales citados en m². Es conveniente reducir el tiempo de reverberación a un mínimo posible, para lo cual se debe aumentar el coeficiente A, empleando materiales de revestimiento de muros que tengan alto coeficiente de absorción. Los valores de *a* dependen de la frecuencia, de modo que habrá que considerar en el proyecto el destino que se dará al local. La tabla VIII da algunos datos referentes a gamas de frecuencias abarcadas por los instrumentos musicales más comunes y otros sonidos usuales. El valor óptimo del tiempo de reverberación puede obtenerse del gráfico de la figura 375 en función del volumen del recinto.

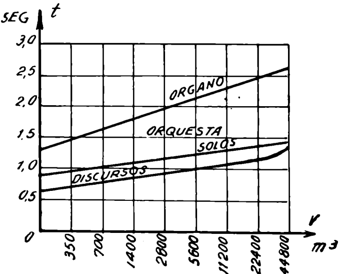


Fig. 375. — Gráfico del tiempo de reverberación en función del volumen del local.

TABLA VII

Coeficiente de absorción de distintas substancias

Substancia	*Frecuencia en ciclos/segundo*					
	125	*250*	*500*	*1000*	*2000*	*4000*
Ladrillos sin pintar	0,024	0,025	0,031	0,042	0,049	0,070
Ladrillos pintados	0,012	0,013	0,017	0,020	0,023	0,025
Concreto	0,15	0,25	0,43	0,37	0,39	0,51
Yeso	0,013	0,015	0,020	0,028	0,040	0,050
Cal	0,020	0,024	0,034	0,030	0,028	0,055
Baldosas	0,06	0,12	0,36	0,52	0,52	0,36
Celotex	0,17	0,18	0,20	0,20	0,19	0,19
Corcho	0,14	0,25	0,40	0,25	0,34	0,21
Insulite	0,23	0,26	0,28	0,29	0,32	0,30
Masonite	0,19	0,25	0,32	0,36	0,36	0,32
Madera de pino	0,10	0,11	0,10	0,08	0,08	0,11
Amianto	0,06	0,14	0,32	0,25	0,19	0.18
Linoleum	0,08	0,14	0,31	0,54	0,51	0,45
Fieltro	0,10	0,20	0,52	0,71	0,66	0,44
Yute	0,05	0,08	0,17	0,48	0,52	0,51
Lana mineral	0,35	0,49	0,63	0,80	0,83	0,80
Acolchados	0,22	0,42	0,74	0,77	0,69	0,44
Piso cubierto sobre cemento	0,09	0,08	0,21	0,26	0,27	0,37
,, ,, ,, corcho	0,17	0,25	0,35	0,42	0,23	0,34
,, ,, ,, goma	0,04	0,04	0,08	0,12	0,03	0,10
Piso de corcho	0,08	0,02	0,08	0,18	0,21	0,22
Piso de madera	0,05	0,03	0,06	0,09	0,10	0,22
Auditorio (por persona)	3,6	4,3	4,7	4,7	5,0	5,0
Almohadas	1,7	1,9	2,0	2,8	2,0	1,3
Sillas	0,15	0,16	0,17	0,18	0,20	0,23
Ventana abierta	1	1	1	1	1	1

TABLA VIII

Datos sobre instrumentos musicales
Frecuencias en ciclos/segundo

Instrumentos	*Gamas de frecuencias*		*Instrumentos*	*Gamas de frecuencias*	
	Desde	*Hasta*		*Desde*	*Hasta*
Cimbal	400	13.000	Ruido de aplausos	100	15.000
Clarinete	70	11.000	,, ,, llaves	700	15.000
Contrabajo	40	7.500	,, ,, marcha	90	15.000
Cuerno	80	7.000	Saxofón	60	12.000
Flauta	300	16.000	Tambor	60	2.500
Flautín	500	10.000	Trombón	80	7.500
Oboe	300	16.000	Trompeta	200	9.000
Palabra masculina	100	8.000	Tuba	45	4.500
,, femenina	150	10.000	Violín	200	15.000
Piano	35	7.500	Violoncello	70	10.000

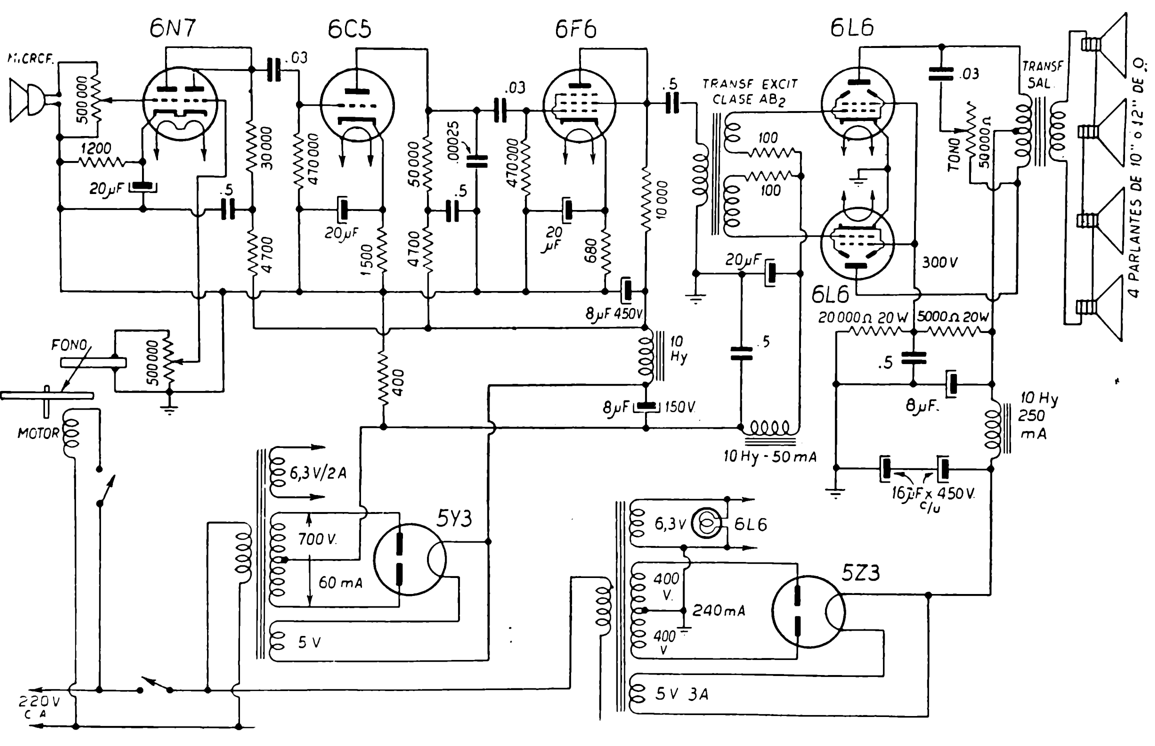


FIG. 376. — Amplificador de audio de 50 Watt que se describe en el texto.

Diseño de un amplificador

A fin de ilustrar convenientemente sobre los problemas del proyecto de amplificadores, describiremos un equipo amplificador que será usado en un salón con los siguientes datos: b = 20 m.; h = 10 m.; l = 50 m. Se usará un micrófono a cristal con salida —60 dB y un fonocaptor a cerámica con salida 0,1 V. Estos son los datos; lo demás sale del proyecto detallado.

Lo primero que debe calcularse es la potencia necesaria. Calculemos el número G de la fórmula de la potencia:

$$G = \frac{20 \times 10\ (400 + 100 + 2500)}{\sqrt[3]{20 \times 10 \times 50}} = 28.000$$

y ahora sale de inmediato la potencia necesaria:

$$W = \frac{28.000}{600} = 46{,}5 \text{ Watt}$$

Para esta potencia, y consultados los manuales de válvulas, podemos utilizar dos del tipo 6L6 a la salida, y estamos frente al circuito de la figura 376. Las características de la sala nos hacen pensar en la conveniencia de distribuir 4 parlantes en la forma como lo muestra la figura 377.

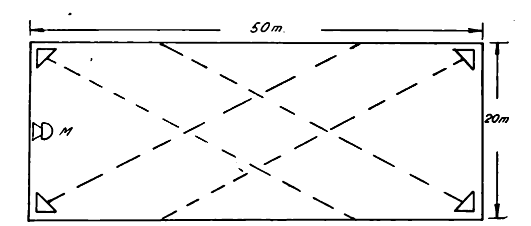


Fig. 377. — Distribución de los parlantes en el salón proyectado.

Debe evitarse la incidencia perpendicular de las ondas sonoras en las paredes para evitar efectos de reflexión directa. Si los muros, piso y cielorraso tienen tratamiento acústico adecuado puede descartarse la reflexión de las ondas oblicuas y el sonido no llegará al micrófono ubicado en uno de los extremos de la sala. De acuerdo con los datos de los fabricantes pueden usarse parlantes de 25 cm pesados o de 30 cm livianos. Veamos ahora las etapas necesarias y demás detalles del amplificador.

Calculemos la amplificación necesaria. Según la R.C.A. dos 6L6 con 375 V en placa rinden 50 W con una tensión de audio de grilla a grilla de 72 V cresta. El micrófono tiene una salida de —60 dB. Veamos cuál es la

tensión que nos entrega sobre el resistor de 500.000 Ohm. Tomando como base una potencia de 0,006 W, que se toma como nivel cero dB, escribimos:

$$-60 = 10 \log \frac{W_1}{0{,}006}$$

y de acuerdo con lo estudiado en el capítulo VII sale en seguida:

$$-6 = \log W_1 - \log 0{,}006$$

$$W_1 = 6 \times 10^{-9} \text{ Watt}$$

La tensión en el resistor de 500.000 Ohm resulta:

$$E = \sqrt{W\,R} = \sqrt{6 \times 10^{-9} \times 0{,}5 \times 10^6} = 0{,}078 \text{ V}$$

Ahora bien, la 6N7 con los valores del esquema tiene una ganancia de 10, la 6C5 una ganancia de 10 y la 6F6 como triodo una de 15, luego la tensión de audio en el primario del transformador inversor de fase será:

$$0{,}078 \times 10 \times 10 \times 15 = 118 \text{ V}$$

Los transformadores de entrada a clase B_2 existentes tienen una relación de primario a todo el secundario de 1,5:1, con lo que en el secundario obtenemos:

$$E_g = \frac{118}{1{,}5} = 79 \text{ V}$$

que es suficiente para excitar a las dos 6L6, según datos que teníamos.

La tensión de grilla de las 6L6 es de —22 V. Veamos el valor de la resistencia a colocar en el retorno del negativo de la fuente de la izquierda. El consumo sobre esa fuente es de 55 mA. Luego:

$$R = \frac{22}{0{,}055} = 400 \ \Omega$$

que es el valor que se ha colocado en el esquema. Veamos ahora el divisor de tensión para la pantalla. Según lo visto en el capítulo III, adoptamos una de las dos resistencias, la R_2 = 20.000 Ohm. La otra vale:

$$R_1 = \frac{375 - 275}{0{,}005 + \dfrac{275}{20.000}} = 5.000 \ \Omega$$

pues la tensión de pantallas es, según fábrica, 275 V y la corriente de reposo de pantallas es de 5 mA.

El fonocaptor da una tensión de 0,1 V que por ser mayor que la del micrófono (0,078 V) no da problema, pues la ganancia de las etapas pre-

vias es suficiente y no sobra. Los parlantes son de 3,5 Ohm en bobina móvil; como tenemos cuatro, habrá 14 Ohm en total. El transformador de salida deberá reflejar sobre el primario ese valor convertido en 3.800 Ohm, luego su relación de impedancias es:

$$\frac{3.800}{14} = 270$$

y la relación de espiras es, según sabemos:

$$\sqrt{270} = 16,5$$

Todos los demás detalles del circuito pertenecen a la práctica corriente del proyectista y para el que desee calcular los distintos valores puede encontrar en los capítulos precedentes la manera de realizar tales cálculos.

Transformadores múltiples de salida

Hasta aquí, dentro del tema de los amplificadores de potencia en audio, hemos considerado la adaptación para una única carga. Muchas veces se presenta el problema de cargas múltiples o de amplificadores con salida múltiple y deben determinarse las características del transformador para la correcta adaptación de las impedancias de carga. Por ejemplo, la conexión de varios parlantes al secundario del transformador de salida puede hacerse a un único par de derivaciones, si ellos son iguales, pero deben conectarse a diferentes derivaciones si son distintos, tanto en su impedancia como en la potencia permisible.

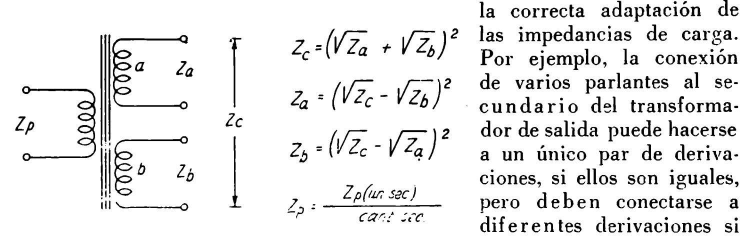


FIG. 378. — Impedancias de un transformador con secundario múltiple.

Transformadores con secundario múltiple. — En la figura 378 tenemos el caso más común de transformadores de salida para adaptar diferentes cargas. Indicamos en la misma figura las impedancias del primario y de los dos secundarios, haciendo notar que éstos aparecen como separados, pero pueden tener un punto de salida común que reemplaza a los dos bornes que quedan cerca uno de otro. En la figura se indican:

a) La impedancia que resulta sobre todo el secundario, cuando se conectan en serie los dos bobinados y se conocen sus impedancias.
b) Las impedancias que resultan para cada bobinado cuando se conoce la total de los dos bobinados en serie y la del otro.

c) La impedancia sobre el primario cuando en vez de cargar un solo secundario se cargan dos o más. Resulta igual al valor que se reflejaría cargando un solo secundario correctamente, dividido por la cantidad de secundarios cargados correctamente, no importando que sean iguales o distintos.

Transformadores con primario múltiple. — El caso más general es que el primario tenga dos mitades iguales. En la figura 379 se indican las impedancias que resultan como total, cuando se conocen las de las dos mitades, o la de una sección cuando se conoce la del total. Esto es importante, porque un primario que tenga, por ejemplo, 2.500 Ohm por rama de impedancia reflejada, dará un total de placa a placa de 10.000 Ohm, y no la cifra que erróneamente puede tomarse de 5.000 si no se aplica el criterio expuesto. En los problemas de adaptación de impedancia es fácil caer en errores, porque no se pueden sumar o restar como las cantidades de espiras o las tensiones inducidas en las difetes secciones.

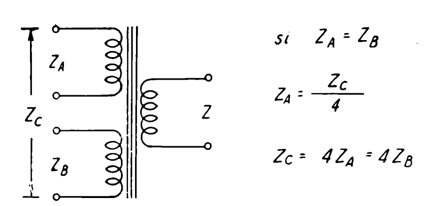


Fig. 379. — Impedancias en un transformador con primario múltiple.

Secundario con cargas diferentes. — El caso que plantea la figura 380 es uno de los más comunes en los equipos de audioamplificación. Dos o más parlantes distintos, tanto en lo que se refiere a la impedancia de la bobina móvil como a sus dimensiones (potencia permisible) se conectan a un mismo transformador de salida y deben determinarse las relaciones de transformación correctas para distribuir la potencia total del equipo entre los parlantes. En la figura se indican las fórmulas a aplicar, cuando se conoce la potencia total, suma de las potencias que admite cada parlante, las impedancias de las bobinas móviles de los mismos, y la impedancia que debe reflejarse sobre el primario del transformador.

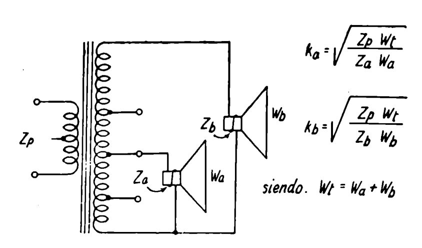


Fig. 380. — Impedancias y potencias en un transformador que conecta diferentes cargas.

Como este caso es de mucho interés en la práctica, daremos un ejemplo numérico:

Sea un amplificador con dos 6L6 que entrega 25 Watt con una carga placa a placa de 5.000 Ohm, que debe alimentar dos parlantes, uno de 20 W con 8 Ohm de bobina móvil y otro de 5 W con 3,2 Ohm de bobina móvil.

La impedancia total para las fórmulas de la figura 381 vale 5.000, la potencia total 25, la impedancia y potencia para el parlante chico son 3,2 y 5 respectivamente, con lo que aplicando la primera fórmula obtenemos un resultado de 88. Esto quiere decir que para el chico usaremos una relación de espiras de 88:1.

Para el grande procedemos de la misma manera y colocamos las cifras que le corresponden, obteniendo un resultado de 28. Luego la relación de espiras del bobinado que le corresponde es de 28:1.

Técnica de la separación de canales

Los parlantes reproducen el sonido mediante el principio electrodinámico, pero las dimensiones del cono, la bobina móvil y restantes componentes los hacen aptos para una cierta gama de frecuencias. Es sabido que un parlante de 30 cm de diámetro reproduce bien los tonos graves

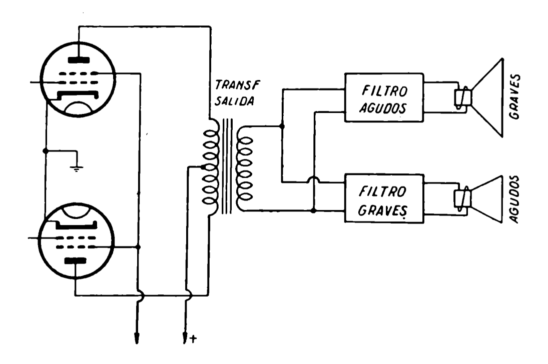


Fig. 381. — Método para separar los canales directamente en la línea de parlantes.

pero no se comporta con igual habilidad para las frecuencias altas de audio, o sea los agudos. Lo contrario ocurre con los parlantes de diámetro reducido. Si se debe construir un amplificador de alta fidelidad, tenemos que poner, como mínimo, dos parlantes, uno de gran diámetro y otro pequeño. Pero el problema no termina aquí, pues debemos separar las señales de audio de baja frecuencia de las de alta, para enviar a cada parlante las que corresponden. Esos grupos o gamas de frecuencias han

dado en llamarse *canales*, y de ahí la designación de los amplificadores como: de *dos canales*, de *tres canales*, etc.

El sonido tiene origen, en los amplificadores, en un fonocaptor, un micrófono, o un sintonizador de radio. De aquí para adelante entramos en el preamplificador y pasamos al amplificador de potencia y finalmente llegamos al, o a los parlantes reproductores. La separación de los canales puede hacerse, pues, en dos lugares distintos: directamente en el secundario del transformador de salida, lo que es más simple, o antes del amplificador final, lo que exige disponer de dos o más amplificadores completos. Como se emplean los dos sistemas, nos ocuparemos suscintamente de ambos.

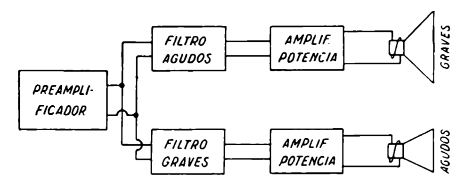


FIG. 382. — Método para separar los canales en el preamplificador.

En la figura 381 podemos ver en forma sintética en qué consiste la separación de los canales en el secundario del transformador de salida. Cada parlante se conecta a ese secundario a través de un filtro que sólo deja pasar las señales de audio que corresponden. Es decir que al parlante grande llegan los tonos graves, o sea que hay que ponerle un filtro de agudos. Viceversa, al parlante chico se le coloca un filtro de graves.

En la figura 382 podemos ver el otro sistema para separar los dos canales de audio. Aquí la separación se hace en el preamplificador, colocando dos filtros, uno de agudos para el canal superior que tiene entonces un amplificador completo de graves, y otro de graves para el canal inferior de agudos con otro amplificador completo. Se necesitan, pues, dos amplificadores, cada uno de los cuales tiene un diseño similar, en líneas generales, pero difieren en la potencia, pues los agudos la requieren menor, y en los valores de los componentes, pues el amplificador de agudos tiene capacitores de acoplamiento de menor valor, y no requiere electrolíticos en los cátodos.

Los llamados canales alto y bajo están separados por una frecuencia denominada comunmente *de transición*, y la técnica acostumbra a tomarla alrededor de los 1.000 c/s por ser justamente la cifra para la cual los conos de los parlantes dejan de trabajar como pistón para comenzar a vibrar. Pero no puede separarse netamente los dos canales, primero porque sería desagradable para el oído, y segundo porque los circuitos eléctricos encargados de hacer la separación no producen una atenuación de corte abrupto sino gradual. Si representamos en un gráfico la atenuación de los filtros para graves y para agudos, a partir de la frecuencia de transición elegida, vemos en la figura 383 que en este caso se produce una atenuación

de 6 dB por octava. Esto se interpreta, de acuerdo con la terminología especializada, como que la atenuación entre dos frecuencias una doble de la otra es de 6 dB.

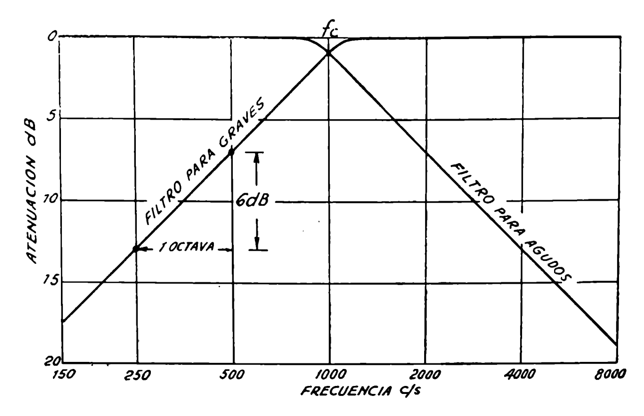


FIG. 383. — Atenuación de los canales alto y bajo partiendo de la frecuencia de transición.

La atenuación se produce con filtros formados por inductancias y capacidades. El estudio de los mismos pertenece a los libros especializados, pero

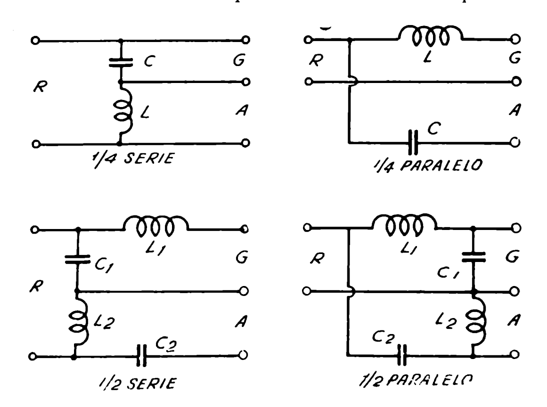


FIG. 384. — Tipos básicos de filtros para separar los canales.

brevemente podemos presentar en la figura 384 los tipos básicos más simples. La impedancia vista desde los bornes de entrada debe ser la misma

que carga en el secundario del transformador de salida del amplificador, y la llamamos R. Se acostumbra a tomar el valor para R que coincide con la impedancia de la bobina móvil del parlante de graves, y diseñar el filtro referido al mismo.

Los valores de los elementos que integran los filtros de la figura 384 se determinan de acuerdo con la teoría, y resultan, para los de un cuarto de sección, parte superior de la figura:

$$L = \frac{1000\ R}{2\ \pi\ f_c} \qquad (\text{mHy})$$

$$C = \frac{10^6}{2\ \pi\ f_c\ R} \qquad (\mu\text{F})$$

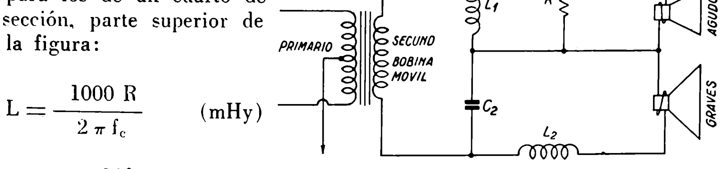


FIG. 385. — Elementos necesarios para realizar la separación de canales.

siendo f_c la frecuencia de transición elegida, la que en todo caso está dada por la condición de resonancia entre L y C:

$$f_c = \frac{1}{2\ \pi \sqrt{L\ C}}$$

con f_c en c/s si se toman L en Henry y C en Farad.

Para los filtros de media sección, parte inferior de la figura, los valores resultan, siendo f_c lo mismo que antes:

para el serie:

$$L_1 = L_2 = \frac{1000\ R}{2\ \pi\ f_c} \qquad (\text{mHy})$$

$$C_1 = C_2 = \frac{10^6}{2\ \pi\ f_c\ R} \qquad (\mu\text{F})$$

y para el paralelo:

$$L_1 = L_2 = \frac{1000\ R}{\pi\ f_c} \qquad (\text{mHy})$$

$$C_1 = C_2 = \frac{10^6}{\pi\ f_c\ R} \qquad (\mu\text{F})$$

Es de advertir que los representados no son los únicos tipos de filtros

usados en la práctica, pues ellos son de tipo llamado *k constante* y hay otros denominados *m derivado*, con esquemas iguales a los de la parte inferior o más complejos. La variante está en la introducción de un factor *m* que afecta a las impedancias de las secciones del tipo común o de k constante.

En la práctica suele resolverse el problema fijando una frecuencia de transición, por ejemplo 1.000 c/s y tomando los valores de los elementos

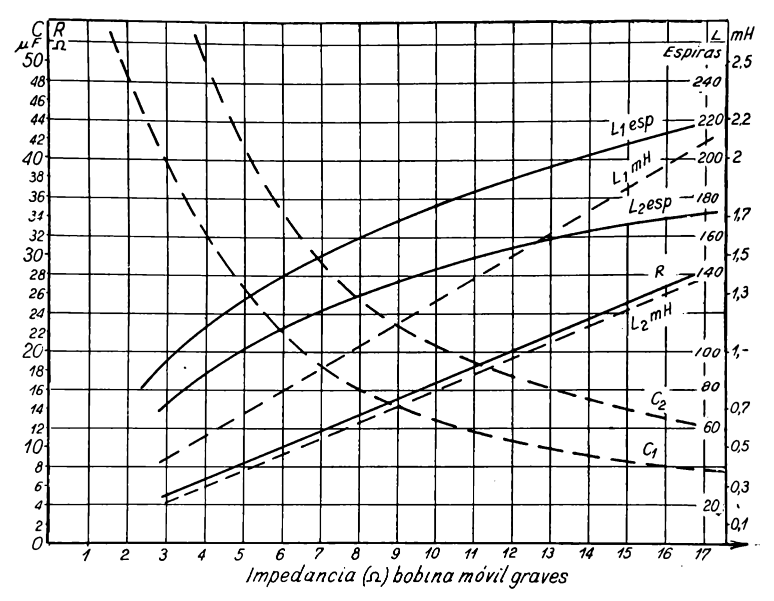


FIG. 386. — Gráfico de los valores de los componentes de fig. 385. Las bobinas L_1 y L_2 están hechas con alambre de 1,3 mm. de diámetro sobre formas de 30 mm. de diámetro, ocupando una longitud de 20 mm. Los capacitores son de doble polaridad con aislación para 25 V.

de un gráfico. Para ello tomemos el esquema de la figura 385 y referido a él el gráfico de la figura 386 que da directamente los valores de los capacitores, inductores, y del potenciómetro regulador del canal de agudos. Todos esos valores están referidos a la impedancia de la bobina móvil del parlante de graves, tal como se dijo anteriormente. Esto corresponde al método de la separación de canales en el secundario del transformador de salida. Cuando se proyecta construir un amplificador de dos canales, y conocida la resistencia o impedancia de carga de placa a placa de las vál-

vulas finales, se compra el transformador de salida adecuado para conectar la bobina móvil del parlante grande, usando para el circuito de la figura 385 las derivaciones del secundario que correspondan a esa impedancia. Luego se va a la tabla y se calculan los valores de los componentes que

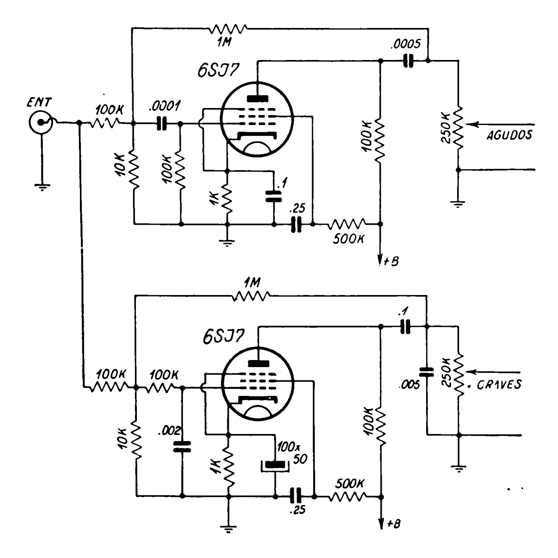


FIG. 387. — Forma y datos para separar los canales en el preamplificador, pasando a dos amplificadores convencionales.

completan los filtros. El potenciómetro se regula de forma tal que la potencia aplicada al parlante de agudos no sea excesiva.

Pasando ahora al otro sistema de separación de canales, sólo interesa la forma de hacer la separación en el preamplificador, porque el diseño de los dos amplificadores no tiene nada de nuevo. En la figura 387 podemos ver la etapa separadora que consta de dos válvulas pentodo, la superior para dar sólo agudos y la inferior para los graves. La entrada proviene de la fuente de audio, sea micrófono, fonocaptor o sintonizador, y se supone que la salida es uniforme si hubieran las tres fuentes. Lógicamente el micrófono necesitará una etapa preamplificadora previa para cumplir con este requisito. Las dos salidas tienen sus controles de ganancia, y se aplican a las entradas de los excitadores de los dos amplificadores, cada uno de los cuales tiene su propio parlante o grupo de parlantes.

Amplificadores ultralineales

Dejando de lado consideraciones acerca de la designación de este tipo de amplificadores tan de moda en los últimos tiempos, pasaremos a describir su funcionamiento, a efecto de que el lector pueda encarar el proyecto de los mismos o la transformación de un amplificador común en el sistema ultralineal. En esencia, hay dos tipos básicos de amplificadores

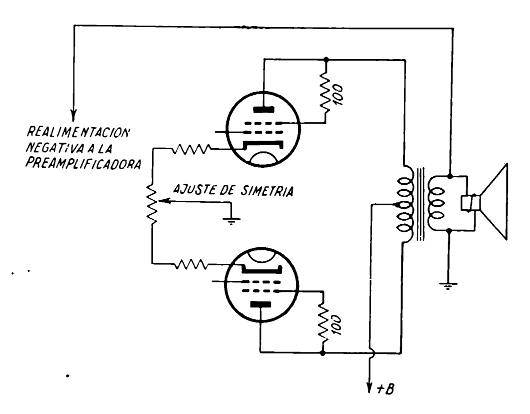


Fig. 388. — Etapa de salida de un amplificador tipo Williamson.

de este tipo, que se ilustran en las figuras 388 y 389. El primero es el que se ha denominado *Williamson* y en él las válvulas finales son pentodos o tetrodos que trabajan como triodos en montaje un poco fuera del común. Otra diferencia es que la polarización de las dos válvulas debe poder ser alterada para conseguir que las corrientes anódicas sean exactamente iguales. Así, como esas dos corrientes originan campos magnéticos contrarios en el núcleo del transformador de salida, hay una compensación rigurosa y no se produce saturación por campo unidireccional, o sea producido por corriente continua. El potenciómetro intercalado en los cátodos tiene ese objeto, y el ajuste se hace midiendo las dos corrientes de las placas.

En el montaje *ultralineal* de la figura 389, las válvulas trabajan en una condición intermedia entre el triodo y el tetrodo, consiguiéndose una deformación menor que con triodos. Observemos el primario del transformador de salida: Si las derivaciones DD se toman en el centro del primario, tenemos la conexión común de los tetrodos o pentodos. Si las tomamos en los dos extremos terminales, junto con las placas, tenemos triodos. Las posiciones intermedias, que deben ser simétricas para ambas válvulas, determinan la condición de funcionamiento. Esas derivaciones se

toman en porcentaje de impedancia a partir del centro, y es variable para las distintas válvulas empleadas. Así, para las KT66, válvulas inglesas que usó el primer montaje ultralineal, esa derivación se toma al 15 % de impedancia a cada lado del centro. Para las 6V6, debe ser el 18,5 %, etc.

Otro detalle muy importante es que en todos los amplificadores Williamson o ultralineales se aplica realimentación negativa desde el secundario del transformador de salida hacia un punto del excitador que generalmente está en el cátodo. Los circuitos particulares mostrarán cómo se resuelve ese detalle.

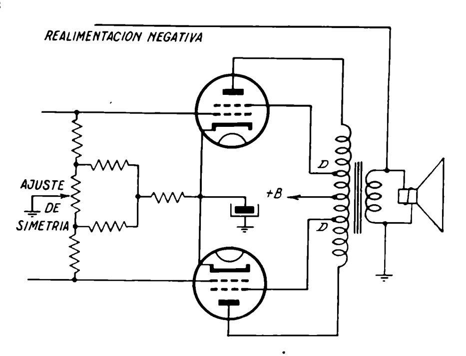


Fig. 389. — Etapa de salida de un amplificador ultralineal.

También debe destacarse que el transformador de salida para estos amplificadores no puede ser común, sino que caen sobre él exigencias muy severas. Por ejemplo, su respuesta debe ser plana desde unos pocos ciclos hasta los 80.000 o aun 100.000 ciclos por segundo. Su construcción debe ser simétrica, es decir, que las dos mitades del primario no pueden estar a continuación, hablando de su posición respecto del núcleo, sino que se forman galletas alternadas, en la siguiente forma: un cuarto de secundario, medio primario, medio secundario, el otro medio primario y el último cuarto de secundario, por ejemplo. Esto se hace así para que las capacidades distribuídas entre primario y núcleo, y entre primario y secundario guarden simetría, porque la deformación es tan baja que cualquier desequilibrio sería notable. Tantas exigencias en este transformador hace aconsejar que se adquiera siempre uno de marca reconocida, pués el encarar su construcción es generalmente tarea fuera del alcance del laboratorio modesto.

Amplificador ultralineal sencillo

En la figura 390 damos una versión de lo más simple del amplificador ultralineal con válvulas 6V6, que suministra unos 10 Watt de audio, con una deformación inferior al 1 % en toda la gama. No figura aquí el detalle de la corrección de los consumos anódicos, porque ello puede hacerse eligiendo válvulas iguales o alterando durante el armado una de las dos resistencias de grilla hasta obtener iguales consumos anódicos de las 6V6.

La realimentación negativa se aplica desde el secundario del transformador de salida hasta el cátodo de la excitadora. El otro triodo de esta válvula doble oficia de inversor de fase por el sistema autoequilibrado, que es uno de los simples.

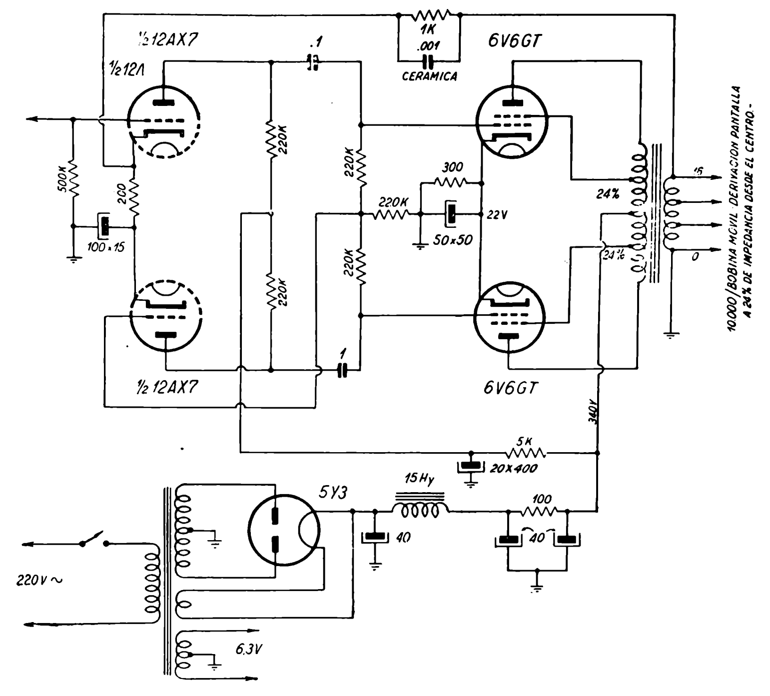


FIG. 390. — Circuito de un amplificador ultralineal sencillo.

La fuente debe proporcionar unos 340 Volt bien filtrados al punto medio del primario del transformador de salida. Este, debe presentar 10.000 Ω de placa a placa y las derivaciones para las pantallas al 24 % desde el centro. Puede usarse cualquier marca o tipo, pero siempre que esté previsto para esta disposición.

Amplificador tipo Williamson

En la figura 391 podemos ver un circuito más elaborado, que emplea las famosas válvulas KT66 en montaje Williamson, es decir en trabajo como

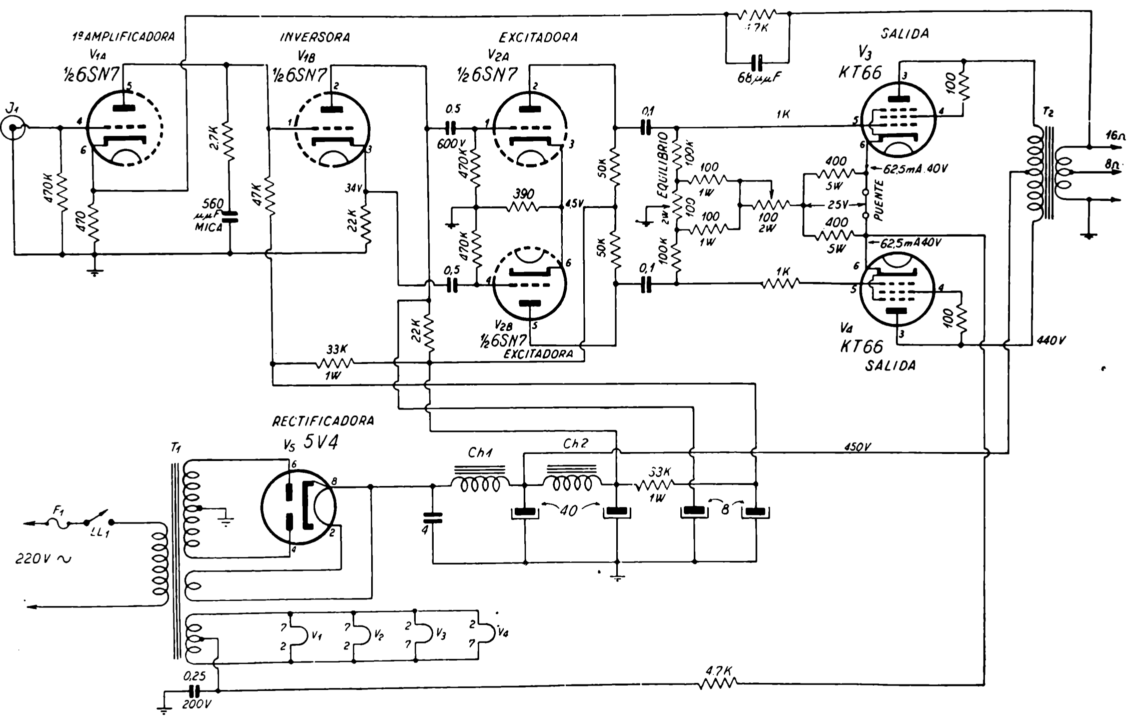


Fig. 391. – Circiuto de un amplificador Williamson con válvulas KT66.

triodos. pero con las pantallas unidas a las placas a través de sendos resistores de 100 Ohm. Este esquema pertenece a la Craftsmen de Chicago. Pasemos a describirlo.

Lo primero que llama la atención es el acoplamiento directo entre la primera preamplificadora y la inversora de fase, o sea que hay una conexión de placa a grilla sin intercalación de capacitor. Es sabido que esto se hace para evitar la discriminación de frecuencias que introducen los capacitores de acoplamiento. El segundo detalle interesante es que el punto medio de la red de calefactores retorna a un punto de potencial positivo, en los cátodos de las válvulas finales, con el objeto de reducir zumbidos de alterna que se originan en esas conexiones. En estos cátodos hay un puente que se retira durante el ajuste para colocar un voltímetro. Se ajusta el potenciómetro vertical de 100 Ohm hasta que el voltímetro acuse cero. Luego, se coloca el voltímetro en ambos resistores de 40 Ohm y se ajusta el potenciómetro horizontal de 100 Ohm hasta que las dos lecturas sean exactamente 25 Volt. Luego puede restituirse el puente, ya que no habiendo tensión entre sus bornes sólo está para compensar desequilibrios accidentales.

El lazo de realimentación negativa aplica 20 decibel de la misma desde el secundario del transformador de salida hasta el cátodo de la primera preamplificadora.

El transformador de salida no requiere derivaciones para pantallas, y presenta una impedancia de 10.000 Ohm de placa a placa, debiendo estar previsto para la potencia de 15 Watt que suministra la etapa de salida. Los demás detalles aparecen explicados en el esquema, pues los valores están colocados. Si desean usarse las válvulas 807 en lugar de las KT66, el transformador debe presentar 12.000 Ohm de placa a placa.

Preamplificadores-ecualizadores

El diseño de los amplificadores de alta fidelidad ha traído consigo una serie de derivaciones por las exigencias cada vez mayores de los usuarios. Así hablamos de la separación de las señales de audio en canales, para reproducirlas en diferentes parlantes. También debemos considerar el control o acondicionamiento de las señales provenientes de los fonocaptores, micrófonos o sintonizadores, para devolverles el realismo que por diversos motivos ha sido alterado. La pérdida de ganancia de los extremos de la gama audible, originada en diversos factores, obliga a rectificar la curva de ganancia con respecto al original, o sea a hacer esa curva no recta en el amplificador. Por ejemplo, por el comportamiento de los circuitos sintonizados de radio, la ganancia en las frecuencias altas de audio se ve reducida, y para reproducir la música original hay que reforzar los agudos. Y de este modo podríamos dar diversos orígenes de la necesidad de introducir compensadores de tono o ecualizadores.

La tarea debe hacerse en los preamplificadores, porque allí se manejan

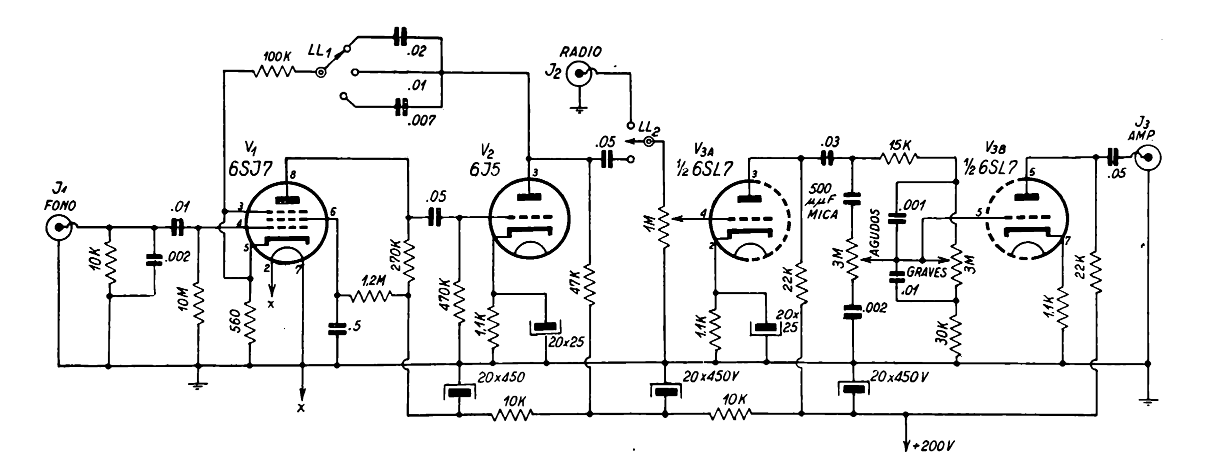


FIG. 392. — Circuito de un preamplificador con ecualizadores para amplificadores ultralineales.

tensiones reducidas y es fácil corregir anomalías. Veamos, para citar modelos, la figura 392, que nos muestra el circuito de un preamplificador adecuado para un amplificador ultralineal, en el cual se dispone de controles de ganancia independientes para graves y agudos, entrada con diferente ganancia para radio y fono, y realimentación negativa con discriminación selectiva de frecuencias.

Un preamplificador es un amplificador de tensión, en el cual se eleva la pequeña tensión de audio que entregan los dispositivos electroacústicos hasta las cifras de entrada que requieren los amplificadores. Al amplificar, podemos introducir elementos que tienen características tales que amplifiquen más una frecuencia que otra, o sea los *ecualizadores*, y eso es lo que se ha hecho en el circuito propuesto. Se emplean siempre redes de resistores y capacitores por dos razones: una es la economía y otra el hecho de que los inductores son muy sensibles a la captación de zumbidos, cosa que se agrava en circuitos que manejan señales de pequeñísima amplitud, como son los preamplificadores.

La descripción del circuito la consideramos innecesaria, porque al lector le interesa construir el equipo sin entrar en consideraciones teóricas inoperantes en este trabajo. Los valores de los elementos están colocados, de modo que basta copiar. La llave LL_1 tiene tres posiciones que dan las tres cifras de la frecuencia de transición: la superior es para 250 c/s, la media para 500 y la inferior para 800 ciclos por segundo.

Amplificadores con transistores

Hasta aquí hemos descripto equipos amplificadores que empleaban válvulas, pero nada impide el utilizar transistores, cuyo comportamiento conocemos. De la misma manera como hicimos con los otros equipos, daremos algunos ejemplos prácticos, pues el cálculo detallado de los elementos se reemplaza en la práctica por la consulta a los manuales de las fábricas que dan los datos necesarios para diseñar los circuitos completos. Recordemos que los transistores comunes entregan potencias reducidas, pero que hay modelos denominados *de potencia* con los cuales pueden construirse equipos comparables a los que emplean válvulas.

Circuito de un amplificador de audio de 0,25 W.

Conocido el comportamiento de los transistores, veamos ahora sus circuitos prácticos de aplicación. Para comenzar, la figura 393 nos presenta un amplificador de audio en clase B con una salida de 0,25 Watt, que es suficiente para equipos portátiles. El conjunto es capaz de accionar un parlante de 10 cm de cono (4″) y sólo emplea como fuente una pequeña batería de 6 Volt.

El acoplamiento a transformador entre los transistores permite emplear menos etapas, a la vez que resuelve el problema de la inversión de fase. Se hubiera podido emplear en la etapa de salida dos transistores inversos, uno p-n-p y otro n-p-n, con lo que la inversión de fase es automática, pero

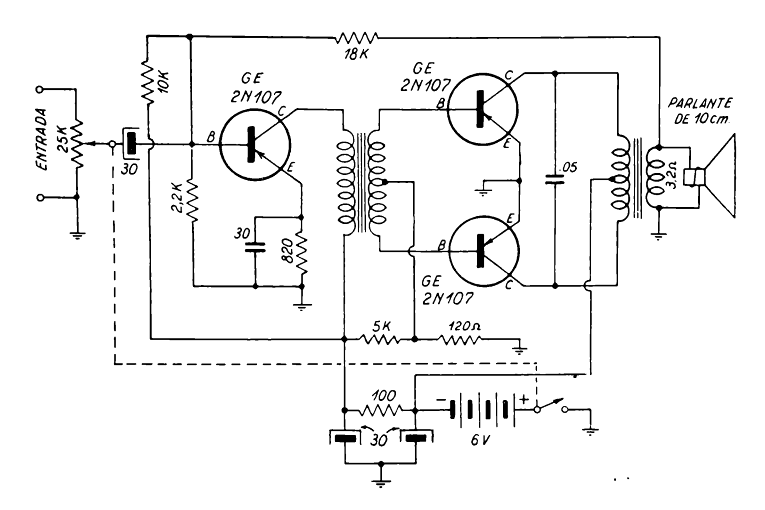


FIG. 393. — Circuito de un amplificador de 0,25 W. a transistores.

la dificultad de obtenerlos iguales con características invertidas hace impracticable tal solución. Los tres empleados son de juntura, del tipo p-n-p.

Los tres transistores trabajan de acuerdo con el sistema de emisor a masa, luego la entrada es por la base y la salida por el colector, cosa que se puede comprobar fácilmente en el esquema de la figura 393.

Los transformadores de entrada y de salida son de construcción especial para transistores, y se caracterizan por tener inductancia elevada y baja resistencia a la continua. La impedancia de entrada del amplificador es de 1.000 Ohm, de modo que si el elemento que se conecte tuviera alta impedancia, debe intercalarse un transformador reductor de impedancias.

Obsérvese que pese a su simplicidad, el circuito tiene un lazo de realimentación negativa, con aspecto similar a la que se aplica en los amplificadores a válvula.

Amplificador de 5 W. a transistores

La aparición en el mercado de los transistores de potencia permitió diseñar amplificadores de audio con transistores para fines generales. Por ejemplo, los transistores Sylvania, tipo p-n-p 2N68, funcionan con las siguientes características:

TRANSISTORES DE POTENCIA SYLVANIA 2N68

Amplif. clase A	Tensión de alimentación del colector	— 12 V
	Corriente del colector	— 150 mA
	Corriente de la base	— 5 mA
	Resistencia de entrada	75 Ohm
	Resistencia de carga	100 Ohm
	Potencia de salida	0,6 W
	Ganancia	23 dB
Amplif. clase B (2 transistores)	Tensión de alimentación del colector	-- 12
	Corriente del colector, cero señal	— 1 mA
	„ „ „ máx. señal	— 550 mA
	Resistencia de entrada (por base)	50 Ohm
	Resistencia de carga (por colector)	12 Ohm
	Potencia de salida	5 W
	Ganancia	15 dB

(con tensión de —24 V en el colector la potencia de salida se eleva a 10 Watt)

Las características generales del circuito son las siguientes: con una tensión de entrada de 1 milivolt entrega 5 Watt a un parlante de 3,2 Ohm de bobina móvil, a una distorsión máxima de 10 %. El nivel de ruidos es de 6 milivolt a máximo control de volumen, o sea 56 dB por debajo de la salida máxima. El consumo de corriente sobre la batería de 12 Volt es de 200 mA sin señal y de 750 mA en la máxima potencia. Si se comparan estos datos con un amplificador a válvulas que trabaje sobre un acumulador de 12 V con eliminador, el consumo sería de más de 5 Amp, el funcionamiento no es instantáneo, hay zumbido y microfonismo y las válvulas duran menos que los transistores. Veamos el circuito de la figura 394.

El primer transistor 2N34, al igual que los demás es de juntura, tipo p-n-p y trabaja como amplificador de tensión con emisor a masa. La entrada es por la base, y la salida por el colector se aplica a un transformador para lograr la inversión de fase y excitar así a dos transistores 2N34 en disposición simétrica. Las polarizaciones se consiguen mediante los resistores indicados en el esquema.

La etapa simétrica está acoplada a transformador (T2) a una etapa

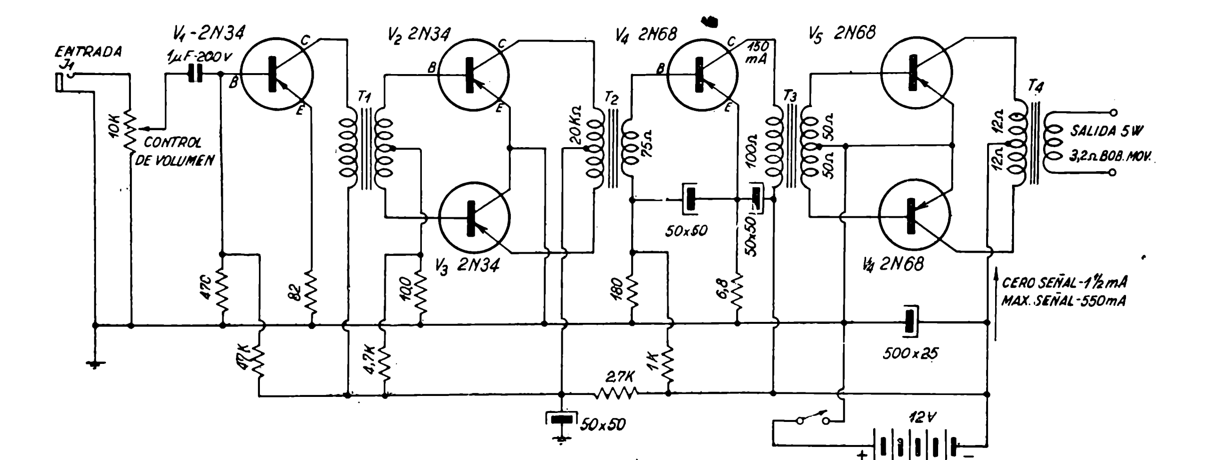


FIG. 394 – Circuito de un amplificador de 5 W. a transistores de potencia.

simple clase A, con un transistor 2N68 de potencia el que, mediante un tercer transformador, excita a la etapa simétrica final con dos transistores 2N68. Hay un conjunto a base de R C para suprimir las oscilaciones. Estos transistores de potencia son bastante pequeños, pues miden 25 × 19 mm, y si se aumenta la tensión hasta 24 Volt la potencia de salida se eleva a 10 Watt.

La entrada del amplificador es de baja impedancia, de modo que si se ha de conectar un micrófono a cristal hay que insertar un transformador elevador de impedancias de relación 1:100. Los transformadores que emplea el conjunto no son muy raros. Por ejemplo, T_1 es un transformador de entrada clase B de los que se emplean en receptores a baterías para válvulas 1J6. T_2 es un transformador de salida tipo universal, con el cual hay que probar el mejor resultado. T_3 y T_4 son ya transformadores especiales para transistores. T_3 tiene un primario de 100 Ohm y un secundario con dos mitades de 50 Ohm cada una, o sea de relación total 1:1, pero la resistencia a la continua del primario no debe ser mayor de 3 Ohm y la del secundario 4 Ohm. El transformador T_4 tiene un primario de 12 Ohm a cada lado de la derivación central y un secundario de 3,2 Ohm, en términos de impedancia, y la resistencia a la continua del primario debe mantenerse dentro de unos 0,2 Ohm. Al conectar el amplificador debe cuidarse que el secundario del transformador de salida esté cargado con la bobina móvil del parlante, pues en caso contrario se excedería la disipación del colector de los transistores de potencia. En funcionamiento normal, los transistores de este tipo no sobreelevan su temperatura y tienen una duración mucho mayor que las válvulas termoiónicas de similares aplicaciones.

Reproducción estereofónica del sonido

El hecho de que la naturaleza nos haya provisto de dos órganos auditivos en disposición simétrica ha producido siempre diferencias sensoriales entre el sonido percibido directamente en el lugar donde se produce y la percepción a través de equipos amplificadores. En el segundo caso hay carencia de ubicación de las diversas fuentes sonoras y con ello falta de realismo. Los esfuerzos técnicos se encaminaron a lograr ese realismo y así surgieron los sistemas sonoros empleados en el cine, como el *cinerama*, el *Todd-A-O*, etc. La aplicación de tales principios a los amplificadores reproductores de discos dió origen al sistema estereofónico. Sobre esto puede escribirse un tratado completo, de manera que nos limitaremos a dar sólo una reseña breve, para dejar su estudio detallado a los libros especializados.

Si recordamos el procedimiento de grabación sonora en discos, en los cuales un surco en espiral tenía sus bordes irregulares y precisamente esas ondulaciones provocaban la vibración de un elemento sensible que luego

reproducía el sonido mediante un fonocaptor, podremos fácilmente comprender el sistema estereofónico que estamos tratando. El sonido se capta en el recinto de grabación mediante dos micrófonos, ubicados separados convenientemente, y la señal de cada uno se lleva a dos grabadores adosados, de modo que uno impresiona uno de los costados del surco y el otro modifica el otro costado. La reproducción en el fonocaptor se hace a la inversa, según lo muestra la figura 395. Hay dos cristales, y cada

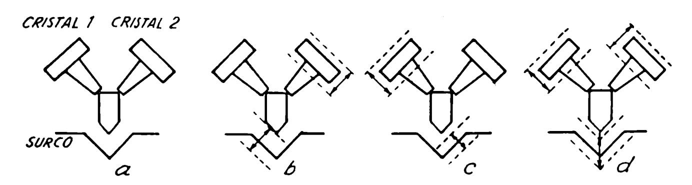


FIG. 395. — Principio de la cápsula fonocaptora para estereofonía.

uno recibe las vibraciones de distinto costado del surco, que están cortados a 45° respecto de la vertical. La figura *a* corresponde al reposo, cuando no hay variaciones en el surco; la *b* es cuando el borde de la izquierda tiene ondulaciones que excitan al cristal de la derecha; la *c* es cuando las ondulaciones están en el borde de la derecha y excitan al cristal de la izquierda; y, finalmente, el caso *d* es cuando los dos bordes tienen ondulaciones, las cuales se traducen en excitación de ambos cristales con un movimiento vertical de la púa.

La descripción precedente corresponde al sistema estereofónico llamado 45-45, y no es el único. Hay otro que usa dos surcos muy próximos en el disco, y las dos pastillas son comunes, como para sonido del sistema clásico, pero cada surco ha recibido señales de distinto micrófono. Otro sistema, llamado V-L (vertical-lateral) consiste en grabar un canal en forma lateral, como en el método clásico, y el otro canal se graba en el fondo del surco, en profundidad. Es evidente que el sistema 45-45 aparece como el más simple, y si bien requiere cápsulas especiales con dos cristales, permite pasar con esa cápsula discos comunes o discos estereofónicos, con la sola operación de separar con su fase las señales de ambos cristales del fonocaptor o enviarlas en paralelo a los amplificadores para sonido no estereofónico.

La figura 396 permite apreciar el sistema de amplificadores para reproducir sonido estereofónico por cualquiera de los sistemas. Las dos pastillas entregan salidas independientes que se envían a sendos amplificadores y ellos terminan en dos parlantes que deben ubicarse separados, unos 3 metros o algo así. Los observadores deben ubicarse sobre la línea eje de esos parlantes. Es evidente que cada amplificador puede tener todos

los refinamientos estudiados anteriormente, canales separados para graves y agudos, etc., pero ambos deben ser iguales.

Ultimamente se ha perfeccionado el sistema estereofónico con el agregado de un tercer canal central. Veamos las razones y la realización. La separación neta del sonido en dos reproductores origina un plano de separación brusca que algunos oyentes percibían claramente, y que dió en llamarse efecto *ping-pong*. Si se toma parte del sonido de cada canal y se lleva a un canal central, se borra ese efecto dosificando convenientemente las proporciones en que debe hacerse esa mezcla. La figura 397 da el esquema sintético del procedimiento, y el tercer canal se ubica en el centro. Para reproducir el sonido por ese sistema se tiene un amplificador de dos canales, colocado en el centro, que sólo da a su parlante central una parte de su salida total, pero toman-

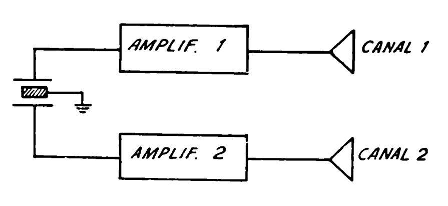


FIG. 396 — El sistema estereofónico requiere dos canales iguales.

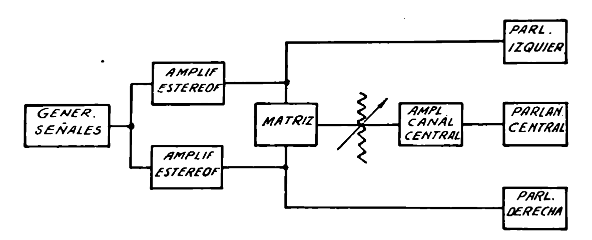


FIG. 397. — Sistema estereofónico de tres canales.

do una mezcla de parte de los sonidos de los dos canales laterales. A los costados se tienen las salidas casi completas de los dos canales principales con sendos parlantes. La matriz indicada en la figura es el mezclador referido y el generador de señales no es otra cosa que la cápsula estereofónica antes mencionada.

Como hemos dicho antes, este tema puede desarrollarse con mucha mayor extensión, pero escaparíamos al objeto de este trabajo. La somera descripción realizada sirve de orientación al lector, y tal nuestro objeto. En la actualidad se obtienen regularmente fonocaptores con dos cápsulas para reproducción estereofónica por el sistema 45-45, que es el más simple. Los esquemas de amplificadores para tal objeto se encuentran corrientemente en los libros y revistas especializadas en amplificación de sonido.

INTERCOMUNICADORES

Los intercomunicadores han ido reemplazando paulatinamente al sistema de teléfonos internos que exigían costosa instalación y complicado manejo. Así es como vemos estos equipos en establecimientos comerciales entre oficinas, en fábricas y talleres entre las diversas secciones, en negocios para atender el servicio nocturno y, últimamente, en casas de departamentos para comunicarse con la portería o puerta de calle. Estos aparatos tienen sobre los teléfonos la ventaja de su menor costo, su mayor simplicidad, su mejor calidad de reproducción de la palabra y permiten a los operadores de las estaciones remotas libertad de acción, pues no necesitan ocupar sus manos mientras se comunican con la estación central; ni siquiera es menester su proximidad al aparato, lo que permite que puedan continuar con sus tareas.

Por de pronto se ha conseguido con los intercomunicadores suprimir el telefonista, porque, al utilizar llaves selectoras múltiples, se ha reducido en tal forma el tamaño de la central que se la ha podido ubicar en un reducido gabinete para colocar sobre el escritorio, reemplazando a las centrales telefónicas, con su tupida colección de terminales para hacer las conexiones de contactos individuales sobre el panel frontal.

Los intercomunicadores son, en esencia, amplificadores de audiofrecuencia de funcionamiento bilateral, en los cuales se utilizan altoparlantes de imán permanente, comúnmente denominados autodinámicos, realizando la doble función de micrófono dinámico y parlante alternativamente. Para esto se conmutan la entrada y la salida del amplificador mediante una llave de tipo especial, inversora de dos secciones, con comando desde el panel frontal. Un altoparlante, conjuntamente con la llave y el amplificador, forman la estación central y otro altoparlante, del mismo tipo, constituye la estación remota que se conecta a la anterior por medio de dos conductores.

La figura 398 esquematiza el procedimiento en los intercomunicadores simples de dos estaciones, y se puede ver que si la llave doble inversora tiene sus contactos cerrados en la posición 1, el parlante de la central está oficiando de micrófono conectado a la entrada del amplificador, mientras que el de la estación remota está aplicado a la salida de aquél y recibe la señal de audiofrecuencia que proviene del micrófono y que entrega el amplificador a la línea, después de haber sufrido un proceso completo al pasar por las dos etapas del primero.

Si en lugar de disponer de un solo parlante alejado se desean instalar varias estaciones, hay que contemplar el problema de la selección de las mismas desde la estación central, selección que debe ser simple e inequívoca, y que se resuelve con una llave rotativa de tantos contactos como estaciones remotas haya, pues basta conectar o desconectar uno sólo de los

cables de cada línea, para que ésta entre o salga del circuito, si el otro conductor se lo une al retorno común de todas las líneas, o sea al chasis del amplificador. Por la misma razón de simplicidad y economía se hace la conmutación de entrada y salida sobre uno solo de los terminales de los transformadores respectivos, uniendo al chasis los otros extremos, tal como se ve en la figura 398.

La figura 399 da una idea somera del sistema de conexiones para equipos con varias estaciones, que en la parte correspondiente al amplifi-

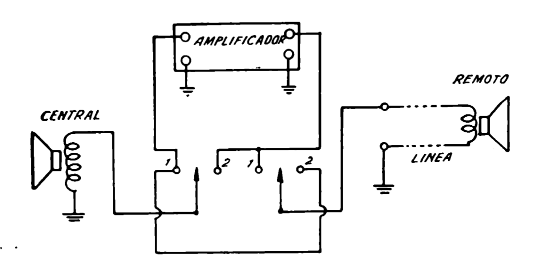


FIG. 398. — Esquema teórico del intercomunicador simple de dos estaciones.

cador no se diferencia en nada con respecto al sistema simple anterior, siendo cada estación remota exactamente la misma que la que correspondería al sistema simple de dos estaciones. La llave selectora que aparece en la figura 399 es la encargada de conectar la central con la remota que se desea y veremos más adelante que no es indispensable que sea del tipo rotativo, pues hay otro sistema más práctico. La estación central forma el eje del haz convergente de conductores que constituyen las líneas de unión entre aquélla y las estaciones alejadas. Cada línea tiene dos conductores, pero como uno es común, se lo puede suprimir en todos los tramos en que se superpongan los recorridos de las líneas.

A estos equipos se les exige algunos requisitos para considerarlos aceptables en su costo y rendimiento. Por de pronto deben ser de reducidas dimensiones, porque el gabinete de la estación central generalmente se coloca sobre un escritorio y no resultaría estético si su tamaño fuera exorbitante. Deben ser de bajo consumo en filamento, pues es de práctica que su conexión sea permanente durante ciertas horas del día, para evitar esperas motivadas por el período de calentamiento de los cátodos, en las lámparas cuyo filamento tiene una misión puramente térmica. Además debe evitarse el uso de transformadores de alimentación, porque los modelos pequeños no soportan períodos prolongados de trabajo y originan, además, campos magnéticos de alternada de intensidad relativamente grande, como para inducir corrientes alternas en las líneas de audiofrecuencia que

se traducen en insoportables zumbidos en el altoparlante. No debe haber posibilidad de que queden conectadas simultáneamente dos o más estaciones remotas con la central, para mantener el carácter secreto de la comunicación y evitar confusiones. Debe poderse identificar, de inmediato, a la estación que llama para evitar pérdidas de tiempo en su búsqueda y, de ser posible, debe persistir esa indicación de llamada hasta su anulación voluntaria.

Circuito de un intercomunicador múltiple

En casos en que se necesita comunicar desde un lugar con varios, se recurre a usar el mismo sistema de la figura 399. Esa conmutación debe ser lo más simple e inequívoca posible, para evitar pérdidas de tiempo y molestias. El sistema más en uso es el de llave selectora rotativa, pero

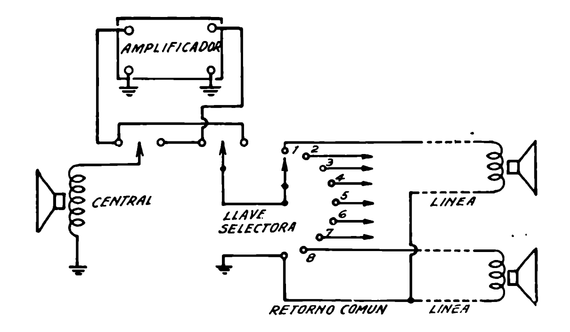


FIG. 399. — Esquema teórico del intercomunicador múltiple, con varias estaciones remotas conectables desde la estación central.

sugerimos la conveniencia de utilizar una llave a botonera de contactos múltiples, de las que se usan para receptores con sintonía automática, que permite una visualización perfecta en el tablero de comando de la estación central. Las botoneras corrientes están construídas de tal forma que al apretar un botón vuelve a posición *abierto* el que estuviera conectado anteriormente, de modo que no pueden quedar en posición *cerrado* dos botones al mismo tiempo. Esta propiedad permite cumplir con el requisito impuesto por el carácter secreto de las conversaciones. Por otra parte, las lamparitas indicadoras de llamada correspondientes a las distintas estaciones pueden colocarse encima de los respectivos botones, de modo que el operador no necesita pensar para saber cuál de ellos debe oprimir para responder la llamada, pues basta hacerlo con el que queda debajo de la lámpara que enciende al sonar la chicharra de atención.

Las botoneras están provistas de una chapa frontal, con ranuras especiales para colocar trozos de cartulina o celuloide con números o cualquier otra indicación identificadora de aparatos comunes. Otras tienen en los mismos botones muescas para sujeción de tarjetas, etc. Casi todas tienen doble juego de contactos por botón, pero sólo utilizaremos uno, uniendo

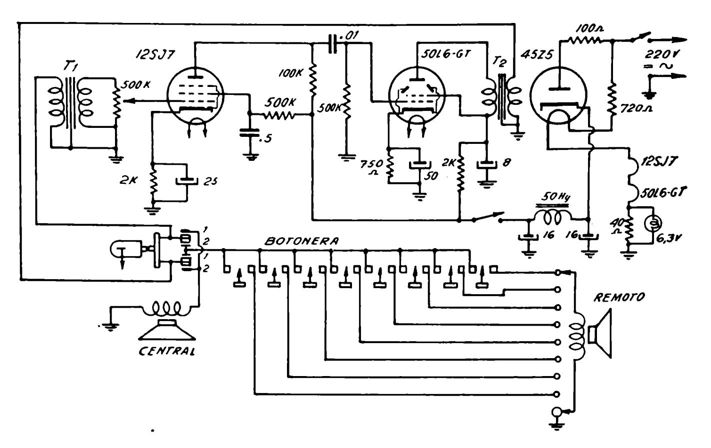


FIG. 400. — Esquema de conexiones de un intercomunicador múltiple, con ocho estaciones remotas, con alimentación tipo universal.

entre sí todos los terminales de un lado y cada cable de llegada de estaciones al otro. Entendido que de los dos alambres que llegan a cada estación remota sólo debe conectarse a la llave uno de ellos y, si se trata de cable blindado, el hilo central, mientras que el otro o la malla de blindaje de todas las estaciones se conectará al chasis. Si el número de estaciones es superior a ocho o diez, que son las máximas cantidades de botones que traen las botoneras comunes, se emplearán dos o más de ellas, según las necesidades del caso. La colocación en el panel puede ser horizontal o bien vertical, según el aspecto exterior del gabinte que se utilice.

El esquema empleado para el intercomunicador múltiple puede verse en la figura 400. Se emplea alimentación tipo universal, para ambas corrientes, para reducir el costo y el tamaño del equipo.

Los filamentos se conectan en serie como se ve en la figura, con un resistor de 720 Ohm incluído en el cordón de alimentación, y si no se emplea foquito indicador de encendido del equipo deberá aumentarse ese valor hasta 750 Ohm. Ese foquito va shuntado con un resistor de 400 Ohm, de alambre, porque son de vida precaria y empleamos una lamparita de 6 V del menor consumo que se encuentre.

En serie con la placa de la rectificadora se insertará una resistencia de 100 Ohm, de sección suficiente para pasaje de 60 mA. El filtro π está formado por una inductancia de 30 Henry y dos capacitores de 16 microfarad, con aislación para 400 Volt. El polo positivo general se interrumpe con una llave unipolar, con comando desde el panel frontal. La llave habla-escucha es una inversora bipolar de contacto elástico a presión, con posición descanso (en el esquema posición 2) en conexión *escuchar*. Para hablar basta hacer presión sobre la palanquita que cierra los contactos en la posición 1.

Los altoparlantes son de imán permanente, con cono de 10 cm y en número igual al de estaciones y los transformadores de acoplamiento tienen las siguientes características: T_1 de baja impedancia a grilla y T_2 de placa (2000 Ω) a bobina móvil. Si la distancia entre estaciones es excesiva, conviene substituirlos por otros tipos, con impedancia adecuada para línea de 200 o de 500 Ω en el primario de T_1 y el secundario de T_2, con lo que se conseguirá mayor rendimiento. Los parlantes deberán tener entonces un transformador de línea a bobina móvil cada uno. El secundario de T_1 lleva shuntado un potenciómetro cuyo cursor va a la grilla de la preamplificadora 12SJ7, para disponer de un control de volumen. Como no es posible que todas las estaciones equidisten de la central, resultará que las más cercanas tendrán un nivel mayor que las otras y por ello se hace cómoda la presencia de ese control. Pero si se quiere evitar la continua regulación de la ganancia del equipo, puede ajustarse el potenciómetro para las estaciones más lejanas y compensar las líneas cortas con resistores en serie y capacitores pequeños en paralelo hasta lograr nivelar las salidas respectivas.

Este trabajo es algo engorroso y requiere o bien una paciencia ejemplar para realizarlo, o bien instrumental adecuado, de modo que no todos los constructores del equipo se abocarán a esta solución. Si las longitudes de las diversas líneas no son desproporcionadamente distintas, puede lograrse una nivelación aceptable para una posición determinada del control de volumen que se encontrará durante las pruebas finales del conjunto, y para evitar que se varíe continuamente o por descuido esa posición, convendría prescindir del comando manual para el potenciómetro, bien sustituyéndolo por un resistor con brida ajustable, bien colocando dos resistores fijos, en disposición divisora de tensión, o dejando el potenciómetro, pero sin perilla y con el eje cortado y una muesca hecha en el sentido del mismo con la sierra para poder girarlo con destornillador.

En cuanto a los elementos del circuito amplificador en sí no tienen nada de extraordinario. Los resistores y capacitores son de valores convencionales; recomendamos especialmente blindar las conexiones de grilla y, si es posible, utilizar cable blindado con malla metálica para las líneas entre la estación central y las diversas remotas, y cuidar la ubicación de la impedancia de filtro y aun su posición con respecto a los transforma-

dores, especialmente el de entrada, cuyo núcleo debe quedar en posición perpendicular con respecto al de la primera para lograr un mínimo de zumbido de fondo, tan molesto en los amplificadores construídos sin guardar estas precauciones.

Intercomunicadores multilaterales

Hasta aquí hemos tratado los casos de intercomunicadores simples, que funcionaban con el principio clásico explicado al comienzo. Se podrían hacer algunas objeciones a esos equipos, como ser la de que sólo permiten comunicaciones entre la central y una remota por vez, y que dichas estaciones remotas no pueden intercomunicarse. Claro está que esa objeción sólo cabe si el equipo común no llena la misión para la que se lo proyecta, pues en muchos casos ese era el tipo de trabajo que se requería.

Además, la fuente de alimentación debe colocarse en casi todos los casos, cuando se emplea corriente alternada, en un chasis independiente, pues en caso contrario es poco menos que imposible quitar el residuo de zumbido inducido por el transformador de alimentación.

Si se desea proyectar un equipo múltiple, que permita comunicaciones entre cualesquiera de las estaciones, todas éstas deben ser centrales, pero entonces se encarece notablemente el equipo. Claro que en tal caso pueden realizarse varias comunicaciones simultáneas, pues si hay 4 estaciones se pueden realizar dos comunicaciones a la vez entre dos pares de ellas.

Una forma de simplificar y abaratar el costo de la instalación es hacer una única fuente de alimentación y colocar una sola válvula por aparato, que sirva indistintamente como preamplificadora o como amplificadora de potencia. Para ello se elegirá una válvula de potencia, pues una amplificadora de tensión sólo puede cumplir una de esas dos misiones.

Además, el sistema de llamada que se incluye generalmente en estos tipos de intercomunicadores, puede utilizar los mismos conductores que conducen las corrientes de audiofrecuencia, mediante un montaje especial, con lo que se abarata notablemente el costo de las líneas, que se reducen así a la mitad.

La figura 401 muestra el esquema básico de este tipo de intercomunicador. Se muestran sólo dos aparatos, a los efectos de comprender más fácilmente el principio de funcionamiento. Hay tres llaves en servicio, la A, la B y la C. La primera es la de habla-escucha, de idéntica función que la que teníamos en los intercomunicadores que vimos anteriormente. Es decir, que la llave A tiene por única misión invertir la entrada y la salida del amplificador, según se desee que el parlante local actúe como micrófono o como parlante. Y en el caso de la figura 401 la posición normal es para abajo, en que el parlante actúa como tal, listo para poder escuchar con él.

La llave B que se ve en la figura conmuta la línea de audio con el

dispositivo llamador, es decir, tiene dos posiciones: una, que es la que está dibujada en la figura, y que cierra el circuito de audio, y es la normal; la otra es cuando conecta a la línea una tensión alternada de 6,3 Volt, para que suene la chicharra del otro extremo. Es decir, que pulsando la llave B sonará la chicharra del otro aparato, encendiéndose además la lámpara indicadora. El armador tratará que esta llave esté construída en

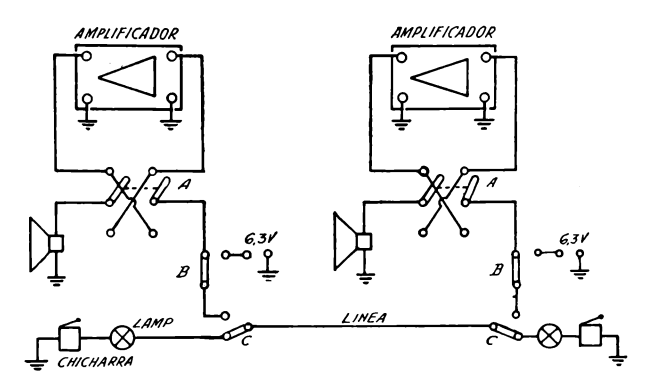


Fig. 401. — Esquema teórico de un intercomunicador para comunicaciones multilaterales.

forma de botón para pulsar, a fin de que la operación de llamada sea automática, con sólo oprimir este botón. Una conmutadora a palanca serviría también, pero puede dejarse cerrada en la posición de llamada, con la consiguiente molestia para el operador que está en la otra estación.

La llave C es una simple inversora unipolar que permite hacer trabajar la línea en sus dos misiones: la de línea de llamada y de audio. En la posición que aparece en la figura está conectada para recibir las llamadas, tanto en uno como en el otro aparato. Si por ejemplo el aparato de la izquierda desea llamar al de la derecha, sube la llave C y corre la B, con lo cual la chicharra de la estación de la derecha recibe tensión alternada y sonará, encendiéndose también la lámpara indicadora. Esta lamparita, que es un foquito común, sólo tiene objeto si hay muchas estaciones a efectos de identificar a la que ha llamado, pero la incluímos en el esquema a fin de ver como funciona. Cuando el aparato de la derecha recibe el llamado, sube su llave C y queda conectado sobre la línea de audio, estableciéndose la comunicación en forma normal. Cada operador, para hablar debe accionar la llave A y soltarla para escuchar, según ya sabemos desde el principio. Es decir, que desde ese momento se está en presencia

de un intercomunicador simple de dos estaciones, cuyo funcionamiento es ya conocido.

Pero la variante está en la forma como se intercala la línea, pues en el intercomunicador simple, teníamos la línea de audio entre la salida del amplificador y el remoto, mientras que acá está entre el preamplificador y el amplificador de potencia, indistintamente para las dos estaciones. La figura 402 aclara esto debidamente, para comprenderlo mejor. En ella

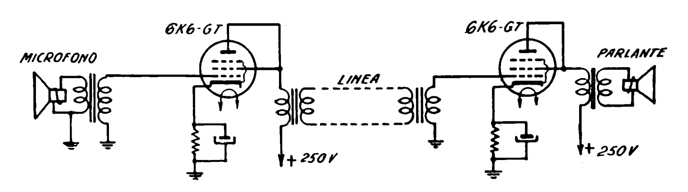


Fig. 402. — Forma en que quedan conectadas las válvulas en cualquiera de las dos posiciones de la llave habla - escucha del intercomunicador de la fig. 401.

vemos que la primera 6K6GT o válvula similar trabaja como un triodo preamplificador de tensión, acoplada a transformador a la línea y la segunda trabaja como un triodo amplificador de potencia, con salida directa al parlante. Como en este esquema no indicamos cual es el aparato que llamó y cual el que recibió la llamada, es evidente que por simetría este esquema sirve para la comunicación de ida y de vuelta.

De modo que cada aparato tiene una válvula, que puede ser un triodo de potencia, pero que en la práctica preferimos un pentodo conectado como triodo por su mayor sensibilidad y comodidad de alimentación, puesto que tiene filamento para 6,3 Volt y cátodo, mientras que no se encuentran triodos con esa ventaja. Además, trabajando como triodo tiene mayor coeficiente de amplificación, lo que favorece su misión de preamplificador.

De manera que cuando un operador pulsa su llave habla-escucha, conectando su parlante como micrófono, conecta también su válvula como preamplificadora y la señal que recibe ese micrófono al hablar es amplificada, enviada por la línea al otro aparato que la recibe, la amplifica nuevamente y la envía al parlante. Para contestar, el segundo operador pulsa su llave habla-escucha y el primer operador suelta la suya. Hay que hacer notar que cuando las dos llaves mencionadas están en reposo, los dos parlantes están en posición de escuchar y la línea no debe captar zumbidos de alterna, porque harían molesta la utilización del aparato. Deben, pues, extremarse las precauciones en lo que respecta a los zumbidos.

Circuito de un intercomunicador multilateral

Pasando ya a los hechos, veamos cómo se encara el proyecto de un equipo de esta naturaleza para los fines a que se destina. Para no complicar los esquemas, mostraremos un circuito para tres estaciones, que se repetiría en el caso de tratarse de una cantidad mayor. Cada estación que se agregue significa una llave C más en cada aparato y una lámpara indicadora más en el sistema de llamada.

La figura 403 muestra el esquema mencionado. Se han elegido válvulas 6K6GT por ser de pequeño tamaño, bajo consumo en filamento y

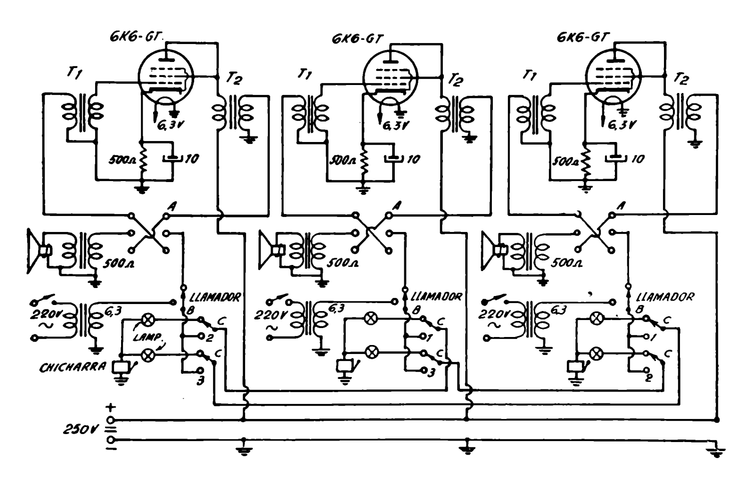


Fig. 403. — Esquema de conexiones de un intercomunicador múltiple para comunicaciones multilaterales, pero simplificado a sólo tres estaciones.

alto coeficiente de amplificación trabajando como triodos. Pero no hay inconveniente en colocar en su lugar las 6F6, las 6V6, etc. Cualquier pentodo amplificador de potencia, podría servir. En la parte inferior se ven dos conductores que se conectan a todas las estaciones: son los de alimentación de placa, con +250 Volt y el negativo de esa misma fuente. Este negativo sirve también de retorno a las líneas de audio y de llamada. Estos dos cables deben conectarse a una fuente continua que suministre esa tensión. Si en el edificio se dispone de las dos clases de corriente, basta conectar esos dos conductores a los 220 Volt de continua y los aparatos a la red de alterna, para el sistema de llamada y los filamentos. Pero será poco probable que se disponga de las dos clases de corriente, de manera

que lo más práctico será hacer un rectificador de onda completa, para rectificar la tensión alterna de 220 Volt y suministrar la continua de 250 Volt. Este rectificador se puede colocar en cualquier lugar del edificio y no es menester que esté en uno de los aparatos; hasta conviene que se halle separado.

Los transformadores de entrada y salida tienen características que ya conocemos. El T_1 de entrada debe tener relación adecuada de línea de 500 Ohm a grilla y el de salida debe servir para acoplar una placa de la 6K6GT a la línea. Para tal fin será de 4.000 Ohm a 500 Ohm, o relación similar (8:1).

Respecto de los parlantes nada tenemos que agregar a lo que ya sabemos, pues son idénticos a los empleados en otros equipos. Tienen campo a imán permanente, es decir, son autodinámicos, de 10 cm de diámetro y su transformador es de línea de 500 Ohm a bobina móvil.

Para el sistema de llamada y para los filamentos de las válvulas 6K6GT se necesita una tensión alterna de 6,3 Volt. Para obtenerla, empleamos un transformador reductor de 220 V a 6,3 V que aparece en el esquema. No se ha hecho conexión del extremo vivo del filamento de la válvula al del secundario de este transformador para simplificar la figura, pero ello es obvio.

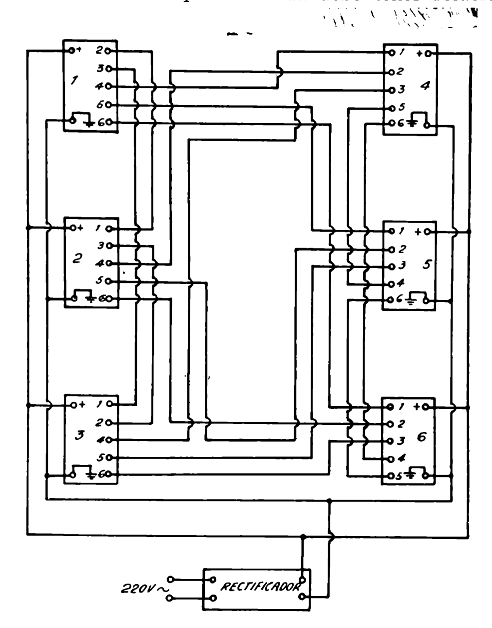


Fig. 404. — Esquema de conexiones de las líneas para un intercomunicador de comunicaciones multilaterales, con seis aparatos.

Con respecto a la conexión de las líneas, cada estación tiene tantas llaves C como estaciones restantes haya. En este caso, para tres estaciones en total, cada una tiene dos llaves tipo C. Los números que figuran en cada llave se pintan en el panel, colocando también la lamparita de llamada encima o al lado de la palanca de la llave o del número indicador

para identificar rápidamente a la estación que llama. Hace falta una línea de cada estación a las otras, que se conecta entre los centros de estas llaves.

En nuestro caso, por tratarse de tres estaciones solamente, no hay posibilidad de comunicaciones simultáneas, pero con 4 o más estaciones ya ello es posible. A fin de ilustrar sobre ello, nos remitimos a la figura 404, en que se han conectado 6 estaciones. El objeto de esta figura es mostrar la conexión de las líneas y no el esquema interno de cada estación, que sería idéntico que en la figura 403.

Nótese que de cada estación salen 5 líneas, ya que hay 6 aparatos, y van a los centros de las llaves tipo C de cada una de las otras estaciones.

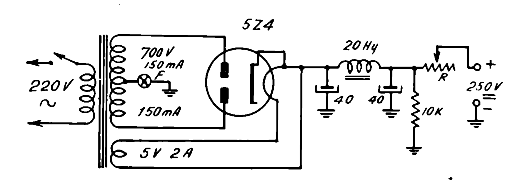


FIG. 405. — Fuente de alimentación para el intercomunicador de la fig. 404.

En cada aparato hay 5 números, del 1 al 6, pero omitiendo el propio, ya que no es posible la autocomunicación. Lo de comunicación simultánea quiere decir lo siguiente: mientras la estación Nº 1 habla con la Nº 3, por ejemplo, la 4 puede comunicarse con la 6 o con la 5, o con la 2, es decir, con las demás descontando las que estaban hablando. Y lo que decimos de la Nº 4 vale para las otras.

En la parte inferior de la figura se ve el rectificador, cuyo esquema detallado mostramos en la figura 405. La resistencia R es regulable, a fin de que la tensión del equipo se mantenga dentro de los 250 Volt a la salida. La de 10.000 Ohm debe ser de alambre, del tipo de 50 W de disipación, y tiene por objeto estabilizar la tensión, pues el consumo es variable, dependiendo del número de estaciones que trabajan. El transformador debe ser capaz de suministrar la corriente de placa para el caso de máximo consumo, que para la figura 404 será el de tres válvulas de potencia, unos 100 miliamper. Y en cada caso, ese consumo será algo más de lo que resulta de multiplicar 30 mA, que es el de una 6K6GT conectada como triodo de potencia, por la mitad del número de estaciones que haya en la instalación.

En la actualidad existen intercomunicadores que responden a este principio, de diseño comercial, en los que se emplea una botonera selectora de estaciones; tienen, además, aviso luminoso de ocupado y otros refinamientos de interés, que no es del caso detallar en esta obra.

Intercomunicadores sin conmutación — Repetidores

Uno de los inconvenientes que socava el prestigio creciente del sistema de comunicaciones mediante intercomunicadores, es la necesidad de operar continuamente (mientras dura la conversación) sobre la llave habla-escucha, maniobra que no existe en los sistemas telefónicos.

La necesidad de amplificar señales en dos direcciones exige disponer de dos equipos amplificadores, uno para cada dirección. Pero aun con esa solución aparecen algunos inconvenientes.

Por de pronto, en cada estación hay un micrófono y un parlante, que están muy cerca uno del otro y, como es natural, será muy difícil impedir que las señales que salen del segundo actúen sobre el primero, produciéndose un círculo vicioso que se conoce con el nombre de acoplamiento acústico. Puede separarse o colocarse de tal modo un micrófono respecto al parlante de la misma estación, que no suceda lo antedicho, empleando, por ejemplo, micrófonos direccionales y ubicándolos de modo que su plano activo no coincida con el del parlante, o empleando teléfonos en lugar de aquéllos, o en cualquier forma que se pueda solucionar el problema.

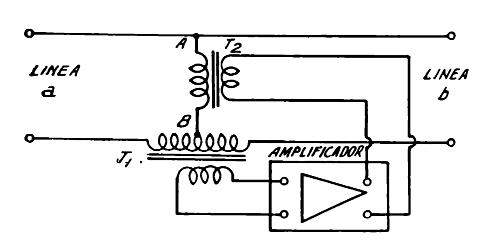


FIG. 406. — Esquema teórico de un repetidor de una dirección.

Todas estas formas de encarar el asunto abultan seriamente el costo de la instalación y entonces la supremacía de orden económico de los intercomunicadores desaparece. La solución práctica la dan los mismos sistemas telefónicos, pues cuando sus líneas son de excesiva longitud, como sucede en las comunicaciones a larga distancia o internacionales, es necesario intercalar amplificadores de línea en el trayecto para compensar la atenuación producida sobre las señales, ya débiles de por sí.

Para comprender el funcionamiento, nos remitimos a la figura 406, en la que se ven dos líneas, una de llegada y otra de salida, la *a* y la *b*. En uno de los hilos de la línea hay intercalado un transformador, y entre el otro hilo y el punto medio del primario de dicho transformador hay conectado otro. El secundario de este último transformador se conecta a la entrada de un amplificador, cuya salida se aplica al primario del primer transformador. Se sobreentiende que las líneas *a* y *b* presentan idéntica impedancia sobre el conjunto.

Supongamos que provenga una señal desde la línea *a*, con lo que

resultará aplicada entre los puntos A y B. De aquí, el transformador la aplica al amplificador y éste la devuelve a la línea, convenientemente amplificada, con lo que se compensa la atenuación. Pero esta señal devuelta a la línea no resulta aplicada nuevamente a los puntos A y B, en virtud de la simetría de la figura, ya que a los efectos comparativos AB puede suponerse diagonal de un puente Wheatstone con respecto al secundario del transformador T_1.

Quiere decir que la señal se amplifica, pero no se produce realimentación de audio, es decir, no habrá oscilación. Para ello se requiere que la impedancia de las dos líneas sea idéntica y no se altere durante el fun-

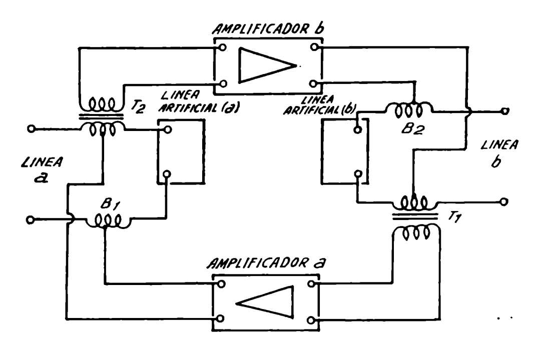


FIG. 407. — Esquema teórico de un repetidor de dos direcciones.

cionamiento. Ello no siempre es posible, de modo que en la práctica se ha recurrido al repetidor doble de la figura 407, en que hay dos amplificadores, y las líneas de salida de cada extremo se substituyen por líneas artificiales, de iguales características que las líneas de entrada, en lo que respecta a resistencia, inductancia y capacidad. B_1 y B_2 son dos bobinados con punto medio, que presentan igual impedancia que los primarios de los transformadores a fin de formar sendos puentes de Wheatstone.

Para la aplicación de este principio a los intercomunicadores se puede simplificar un poco el esquema, en la forma que se ve en la figura 408. Se reemplazan las bobinas por resistencias y se eliminan los transformadores de línea, suponiéndolos de relación de transformación unitaria. Suponemos solamente dos estaciones distantes E_1 y E_2, que se deben intercomunicar.

A y *B* son los dos amplificadores, siendo el *A* de dirección: estación 2 a estación 1 y el *B* de dirección opuesta. La impedancia de la estación y de la línea que llega hasta el equipo debe ser igual y coincidente con la impedancia fantasma respectiva de L_1 y L_2; esto es, la capacidad de la

línea artificial L_1 debe ser idéntica a la que posee la línea que va hasta la estación 1, más la capacidad distribuída de los bobinados del transformador de acoplamiento que tuviera aquélla, de modo tal que, abriendo la línea en el equipo central y midiendo la capacidad de la misma hacia adentro o hacia afuera, se debe obtener el mismo valor.

Lo mismo podemos decir de la inductancia de la línea real y de la línea artifical, y de las resistencias respectivas de ambas. R_1 y R_2 son resistencias variables, para que el punto medio, representado por el cursor,

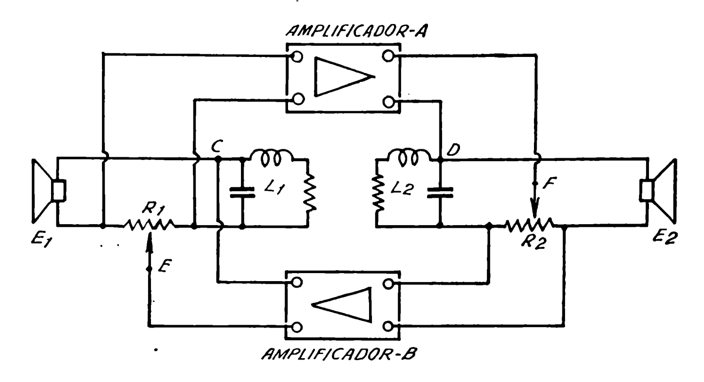


FIG. 408. — Simplificación del repetidor de la fig. 407.

sea el centro eléctrico de la línea inferior, mientras que el de la línea superior es el arranque de la misma, punto C o D respectivamente.

Cuando se emite una señal en la estación 1, se puede tomar tensión de audiofrecuencia en puntos simétricos de la línea como los C y E, tensión que se aplica al amplificador unidireccional B y cuya salida se une a los bornes de la resistencia R_2, circulando por lo tanto corriente por la línea 2 y por la estación 2, que recibe la señal. Si el emplificador A pudiera recibir la misma señal, se produciría acoplamiento, pero, dado que los puntos D y F forman los vértices opuestos de un puente equilibrado, no existe entre ellos diferencia de potencial y entonces el amplificador A no puede actuar para señales provenientes de la estación 1, puesto que la caída de audio en R_1 está aplicada en todo caso a la salida de dicho amplificador, que, dijimos, es unidireccional.

Si la señal proviene de la estación 2, como contestación de la otra, hay tensión entre los puntos D y F, por tratarse de la misma diagonal del puente y, por lo tanto, actuará el amplificador A aplicándose su salida a la resistencia R_1, recibiéndola entonces la estación 1, y así se puede seguir el proceso continuadamente.

Esquema de un repetidor múltiple

Describiremos la realización práctica de un equipo repetidor para varias estaciones remotas (figura 409), a comunicarse con una central, que ubicaremos junto con los dos amplificadores de línea. Cada uno de los amplificadores es idéntico al ya tratado (figura 400), y en el esquema

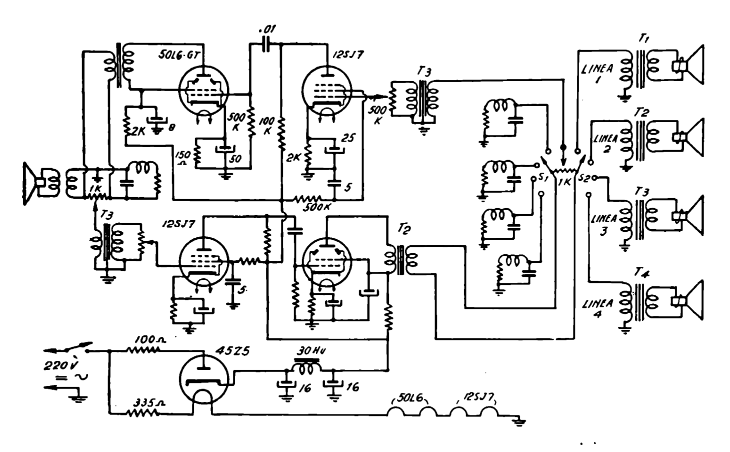


FIG. 409. — Equipo repetidor para varias estaciones remotas, con una central y dos amplificadores de línea. Los dos amplificadores son idénticos, en consecuencia los valores que figuran para el primer circuito son los mismos para el segundo.

sólo figuran los valores de los resistores y capacitores para uno de ellos. La alimentación de los dos se toma de la red de canalización de ambas clases de corriente y utilizamos una sola rectificadora, cuyo filamento queda en serie con todas las demás válvulas y una resistencia de 335 Ohm incluída en el cordón de alimentación. En serie con la placa de la 45Z5 se insertará una resistencia para rebajar la tensión, pues la válvula está prevista para redes de 110 V. Se usa un filtro π para obtener corriente de salida lo más continúa posible, exenta de zumbido, para alimentar todas las placas, colocando resistencias reductoras para las de las válvulas 50L6GT, pues trabajan con 110 V en ánodo y derivando la corriente de audio a masa por medio de capacitores electrolíticos de 8 microfarad. Las preamplificadoras de tensión son del tipo 12SJ7, y llevarán sendos controles de volumen, constituídos por potenciómetros de 500.000 Ohm para regular la ganancia en ambas direcciones. Los transformadores de entrada T_3 serán del tipo denominado de línea de 500 Ohm a grilla, y los de sali-

da T_2 de placa 2000 Ohm a línea de 500 Ohm. Los parlantes tendrán todos transformadores T_1 de línea a bobina móvil y serán de 10 cm de cono, del tipo autodinámico, siendo preferible los de mayor densidad magnética y flexibilidad de cono, porque deben trabajar también como micrófonos. Las cuatro líneas que llegan a la central tienen un retorno común que se conecta al chasis de los amplificadores y sus extremos vivos van a la llave selectora de dos secciones S_1 y S_2 en tándem. La otra sección de esta llave va a los terminales vivos de las líneas artificiales, formadas por resistencias y bobinas en serie entre sí y con capacitores en paralelo, formando el conjunto una impedancia que, de acuerdo a lo dicho más arriba, debe tener iguales características que la línea que le corresponde. Los valores de sus elementos se encuentran por un somero cálculo y prolongados tanteos, pues la capacidad de la línea no puede obtenerse exactamente en forma teórica, ni tampoco su autoinducción. Lo más práctico es munirse de un puente de capacidades e inductancias y proceder a un ajuste para cada línea. El potenciómetro que une los dos centros de ambas secciones de la llave selectora permite, al correr el cursor, obtener un retoque final. El otro potenciómetro, colocado simétricamente con este último en la línea correspondiente a la estación central, tiene el mismo objeto.

Las líneas serán hechas preferiblemente con cable blindado, siendo la malla metálica el retorno común. Si no se puede en tal forma, se colocarán dentro de cañerías de acero tipo instalaciones eléctricas, conectando dichas cañerías al chasis y a tierra, o, por lo menos, se harán estas líneas con cable trenzado que, si bien no es tan eficaz como los otros sistemas para evitar la captación de zumbidos de alterna, por lo menos no es tan sensible como una línea común de hilos paralelos.

El ajuste de este equipo es sumamente laborioso y si no está correctamente hecho, se producirán, sin duda alguna, acoplamientos en algunas líneas que harán imposible su utilización. Pero una vez conseguido el equilibrio de todos los puentes formados por las diversas líneas, los resultados serán ampliamente satisfactorios. El equipo descripto corresponde a una central con cuatro estaciones remotas, pero no hay dificultades de ninguna naturaleza en construirlo para más estaciones, salvo en lo que se refiere al ajuste, que demorará algo más. Si se desea construir este equipo para dos estaciones solamente, se suprime la llave selectora y se coloca una sola línea artificial, pero hay que hacer notar que, como el costo de este aparato es algo elevado, se justifica su construcción para varias estaciones y no para un par solamente.

No habrá ninguna dificultad si se desea alimentar el equipo con corriente alternada solamente, pues son conocidas las modificaciones a introducir. En primer lugar se reemplazan las válvulas 12SJ7 por sus similares 6SJ7 y las 50L6GT por las 6K6GT de acuerdo con lo que ya sabemos. Los filamentos, en lugar de conectarse en serie, se unirán en paralelo y se los conectará al devanado de 6,3 Volt del transformador de alimentación.

Intercomunicador a transistores

Si bien es cierto que disponiendo del circuito de un amplificador de audio no quedan muchas dificultades para completar el montaje de un intercomunicador, puesto que el resto lo constituyen dispositivos de conmutación, consideraremos un intercomunicador completo para que sirva de modelo. Como la potencia necesaria no es muy grande, nos conformaremos con 0,6 Watt de audio, aunque el transistor empleado sea capaz de suministrar mayor salida. Se trata del Sylvania 2N102 que pertenece al tipo de juntura n-p-n, cuyas características son:

Tensión de colector	12 V
Corriente de colector	150 mA
Corriente de base	5 mA
Resistencia de carga	100 Ohm
Potencia de salida	0,6 W
Ganancia	23 dB

No debe llamar la atención el consumo aparentemente elevado del colector, pues él ocurre únicamente cuando se habla, no habiendo corriente de reposo. El esquema de la sección amplificadora puede verse en la figura 410, y comprobamos que se usan dos etapas, una excitadora y una amplificadora de potencia en clase A. Como ambos transistores son del tipo n-p-n, sus colectores llevan potencial positivo. El acoplamiento entre etapas es a transformador para obtener la máxima ganancia.

Una llave habla-escucha de dos posiciones y tres secciones es la en-

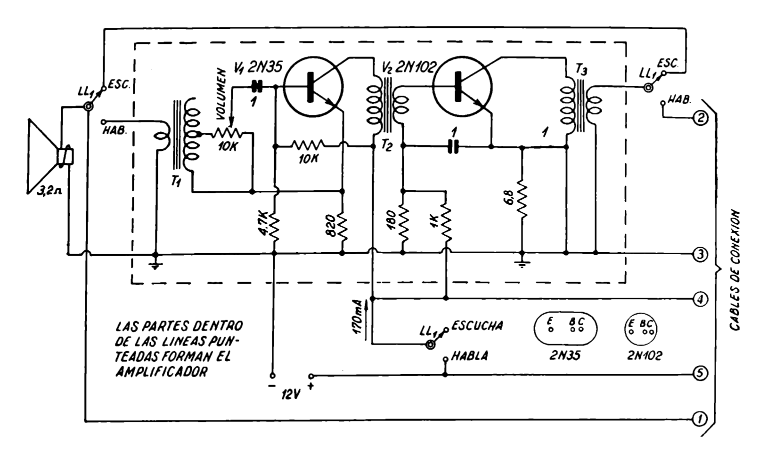


FIG. 410. — Esquema de un intercomunicador a transistores.

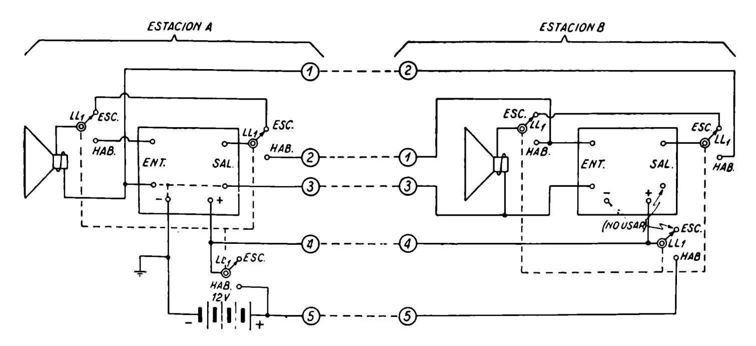


Fig. 411. — Esquema de la conmutación para dos estaciones.

cargada de realizar las conmutaciones, que incluyen el cambio del parlante como micrófono y viceversa.

El transformador de entrada T_1 debe equilibrar la impedancia de la bobina móvil de 3,2 Ohm del parlante con la entrada del 2N35, unos 2500 Ohm. El interetapa T_2 debe tener 12.000 Ohm en el primario y 32 en el secundario. Finalmente, el de salida T_3 tiene un primario para 100 Ohm a 150 mA y un secundario para 3,2 Ohm. Tal como se ha dicho en oportunidades anteriores, la característica especial de este transformador de salida es que debe tener muy baja resistencia a la continua en el primario, fracciones de Ohm.

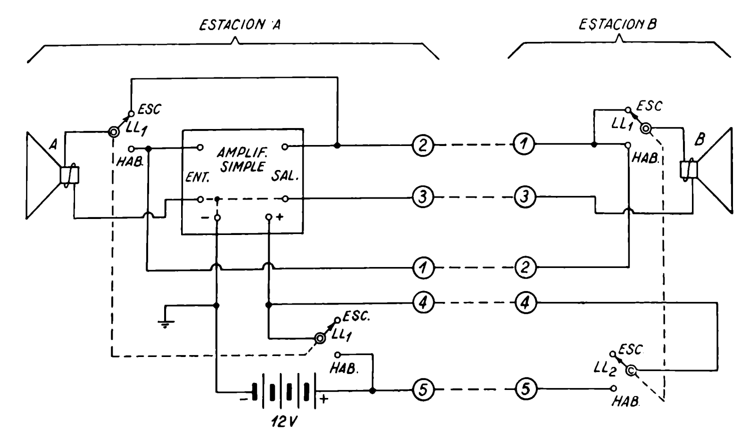


Fig. 412. — Conmutación simplificada para dos estaciones y distancia reducida.

Pasando ahora al circuito completo del intercomunicador de dos estaciones, veamos la figura 411, donde se muestra cómo se resuelve el problema mediante un cable de 5 conductores. Como los circuitos de conmutación de los intercomunicadores son similares a los que emplean válvulas, y por lo tanto conocidos, omitiremos mayor abundamiento. No obstante, damos en la figura 412 una simplificación de la anterior, debida a Rufus P. Turner, que permite el uso del equipo para distancias cortas. Cualquiera de los dos sistemas dará excelentes resultados en la práctica. El armador que deseara aplicar la instalación para más estaciones, puede convertir el circuito utilizando los mismos métodos que con los intercomunicadores a válvula.

Sistemas de llamada

Los sistemas de llamada consisten generalmente en una campanilla o un zumbador, colocado dentro del gabinete de la estación central, de la remota o de ambas a la vez, alimentado con un transformador, cuyo primario se conecta a la red de 220 V, y cuyo secundario tiene disponibles varias tensiones, comúnmente 4, 8 y 12 V. Demás está decir que, si la red es de corriente continua, no se puede utilizar tal transformador, debiendo recurrirse a una serie de pilas. En la estación opuesta a la que contiene la chicharra se coloca un botón pulsador, que queda conectado en serie con aquélla y con el secundario del transformador. Al oprimir el botón se cierra el circuito y suena la campanilla, avisando al operador que se desea entablar conversación. Si el equipo consta de varias estaciones remotas, será necesario, además del aviso, identificar la estación que llama y esto puede hacerse colocando lámparas en serie con cada hilo que une aquéllas con la central.

Las lamparillas tendrán frente a sí leyendas que indiquen el aparato a cuyo circuito pertenecen o, si la llave selectora de estaciones es del tipo a botonera, bastará con que las lámparas se ubiquen frente a los botones respectivos. El inconveniente de este sistema estriba en la falta de persistencia de la llamada que obliga al operador, si no ha percibido el encendido, a esperar una nueva llamada y puede suceder que atienda a un segundo llamador, antes que al primero, por ignorar el turno que corresponde. Un sistema más moderno, que carece de este inconveniente, es el de disponer en la estación central un cuadro indicador de los que se fabrican para instalaciones telefónicas, o para campanillas con múltiples pulsadores.

La figura 413 muestra el esquema adecuado para un sistema de llamada con indicación luminosa y sonora para un intercomunicador de ocho estaciones remotas. Como las lámparas quedan en serie con la chicharra, se deberá tener más tensión en el secundario del transformador que si se tratara de simple llamada sonora. Utilizando zumbador de 4 V y lámparas de 3,8 V, se necesita un total de 8 V, y, si el zumbador es de 6 V y las lámparas también, se conectará el secundario para 12 V.

Los portalámparas son del tipo ultra-mignón. de los usados comúnmente para diales y todos llevan un borne común, para lo cual puede usarse una barra rígida que facilita su sujeción. El otro borne de cada uno de ellos se lleva a una tira de terminales, donde debe conectarse uno de los hilos de llegada de cada estación. El otro hilo de llegada, pues hacen falta dos por cada remoto, puede ser común a todas y se conectará al chasis de la central. Si se desea economizar un conductor, se usará el retorno común de la línea de audio como retorno de la línea de llamada, y si aquella línea está formada por un cable blindado con malla metálica, esa malla será el retorno común de audio y campanillas, con la ventaja de que en cualquier punto de su recorrido que se encuentre una estación remota se soldará simplemente a la malla el conductor de retorno.

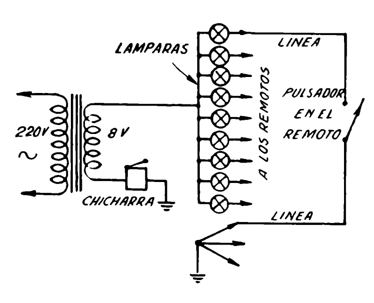


Fig. 413. — Esquema de un sistema de llamada con indicación luminosa.

Puede llegarse a la supresión del conductor que va de cada lámpara de la central al pulsador de cada remoto, pero hay que modificar entonces la llave selectora, utilizando una inversora múltiple en lugar de botonera, porque la unión entre la línea de audio y el circuito de llamada debe interrumpirse durante la comunicación. También puede utilizarse una llave especial que realice simplemente el trabajo de abrir esa conexión, pero se complicaría notablemente el manejo. Por tales motivos se opta, a veces, por colocar tres conductores por cada aparato alejado, uno de los cuales es común a todos.

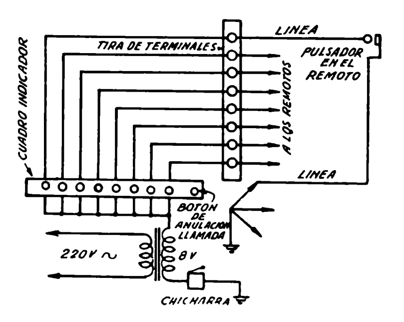


Fig. 414. — Esquema de un sistema de llamada con indicación persistente a cuadro indicador.

La figura 414 ilustra sobre la disposición a adoptar cuando se utiliza el cuadro indicador descripto más arriba y sólo difiere del sistema anterior en la substitución de la serie de lámparas por el cuadro, no teniendo ninguna diferencia en las demás conexiones. Estos cuadros presentan en la parte posterior una serie de terminales para soldar, a razón de dos por

cada número. Se unirán entre sí todos los terminales de un lado con una barra metálica que servirá al mismo tiempo para inmovilizar el conjunto (si ha sido hecho con blocks sueltos), y los bornes del otro lado irán cada uno a un terminal de una tira, a la que convergen los conductores que vienen de las distintas estaciones. El transformador, la chicharra y los pulsadores no difieren de los descriptos para llamadas luminosas. Para chicharras de 4 V se dispondrá el secundario del transformador en conexión para 8 V.

Llamada bilateral

En la práctica se utiliza en los intercomunicadores llamada desde los remotos a la central con fines de identificación, más que de aviso, porque como la amplificación de estos equipos es grande, hablando delante del micrófono se llama facilmente la atención del operador alejado.

Pero no obstante esto puede ser necesario la inclusión de un sistema de llamada de carácter bilateral, es decir, que tanto sirva para llamar desde los remotos a la central, como de ésta a aquéllos. En tal caso hay que dotar a los gabinetes de las estaciones de sendas chicharras, del mismo tipo que la que posee la estación central y agregar un conductor más para cada una de aquéllas, porque para el retorno se usa el mismo común. La figura 415 muestra el esquema correspondiente a un sistema intercomunicador de dos estaciones, pero no hay ninguna dificultad en adaptarlo a un sistema múltiple, pues basta multiplicar el número de pulsadores en la central, teniendo todos ellos un borne común y el otro unido a las distintas estaciones y tratar de ubicar los botones debajo o encima de los números correspondientes en el cuadro indicador a las mismas estaciones, para simplificar el manejo y la tarea mental del operador.

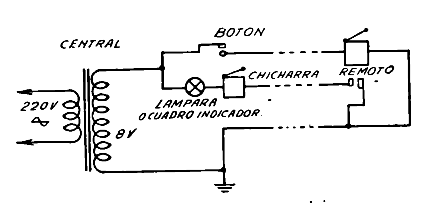


FIG. 415. — Esquema de conexiones de un sistema de llamada bilateral.

Llamada intermitente

Hay casos en que la central no está atendida en forma permanente (casas de departamentos con central en portería por ejemplo), y conviene llamar la atención del operador en forma continuada, es decir, hacer que la campanilla suene hasta que se conteste la llamada. Es cierto que el cuadro indicador tiene la propiedad de persistir en la indicación, pero es necesario llegar hasta el aparato para enterarse de que se ha llamado,

mientras que con un aviso sonoro continuo basta la proximidad del operador para que se aperciba de que debe atender.

El sonido de una campanilla o zumbador en forma continua es sumamente molesto, de modo que el ideal sería realizarlo en forma de impulsos cortos y espaciados, similarmente al llamado de los sistemas telefónicos. El problema se puede solucionar en muchas formas pero no todas son económicas. Un dispositivo simple y eficaz se ilustra en la figura 416.

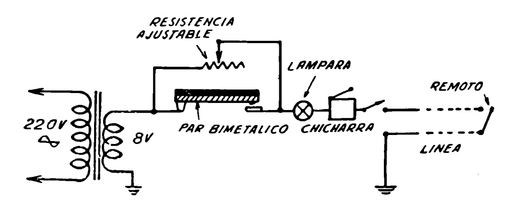


FIG. 416. — Esquema de conexiones de un sistema intermitente de llamadas.

Consiste en intercalar, en serie con el circuito de campanillas y lámparas, un par bimetálico dispuesto de modo tal que forme un simple interruptor unipolar. Este par bimetálico es una lámina formada por dos pequeñas plaquitas de metales de distinto coeficiente de dilatación, soldadas entre sí de modo que al calentarse por el pasaje de la corriente y aumentar su longitud en forma distinta cada metal, la lámina se curvará y se abrirán los contactos, interrumpiendo el circuito. Al no circular corriente por la placa ésta se enfría y vuelve a su posición normal, cerrando el circuito y repitiéndose el ciclo tantas veces hasta que el operador interrumpa la serie con la llave unipolar en forma definitiva.

Para llamar, el operador remoto cierra otro interruptor simple, colocado en el panel de su estación y sólo lo abre cuando recibe contestación desde la central.

Estos pares bimetálicos se consiguen en el comercio, formando parte de portalámparas para encendido intermitente de lámparas de 100 W, a 220 V, de modo que actúan al circular una intensidad de alrededor de medio Amper. Los períodos de cierre y duración de la apertura se deben dosar en forma práctica. Para ello se conecta en paralelo con el par una resistencia de alambre de 20 a 30 Ohm con brida corrediza, que permitirá buscar el valor óptimo para lograr llamadas espaciadas en forma conveniente y corta duración.

Llamadas con tonos de audiofrecuencia

Para llamar de la estación central a las estaciones remotas no es imprescindible utilizar un sistema de llamada bilateral, como el ya descripto

pues se pueden sacar ventajas del hecho de disponer en la primera del equipo amplificador. Bastará enviar por la línea un impulso de corriente de audio para que el parlante de la estación remota lo reproduzca en forma de sonido, llamando la atención del operador. En el amplificador disponemos de corriente alternada de 50 ciclos, que nos puede servir para ese fin, si bien el tono resultante no es muy agradable. Se puede hacer también que la preamplificadora funcione como osciladora de audiofrecuencia, con solo colocarle un circuito sintonizado a la frecuencia que se desee (unos 400 ciclos es lo más conveniente), pero hay que agregar una llave conmutadora para que sólo quede conectado en la forma antedicha, esto es, cuando se desea llamar.

En general, para los valores corrientes de impedancia de grilla, bastará disponer en paralelo un capacitor de 0,002 μF para obtener una nota de frecuencia cercana a la propuesta y, en serie con el mismo, un pulsador de llamada, que bastará oprimir para que en la estación remota se obtenga una indicación sonora.

CAPITULO XIV

EQUIPOS RECEPTORES Y EMISORES

Con el estudio del funcionamiento de las distintas funciones de válvulas y transistores podemos ahora encarar la descripción de los equipos receptores y emisores, estos últimos también llamados transmisores. Cada una de las etapas que lo constituye llena una misión que nos es conocida por haberla estudiado anteriormente, pero los conjuntos presentan particularidades que deben destacarse. El orden elegido es arbitrario y responde a razones de orden circunstancial.

EQUIPOS RECEPTORES

De acuerdo con los principios de detección y amplificación de las señales vistos en capítulos anteriores, se está en condiciones de completar un equipo destinado a recibir señales de distintas emisoras. Bastará combinar un amplificador de tensión en radiofrecuencia con un detector y un amplificador completo de audiofrecuencia, para que se disponga del sonido

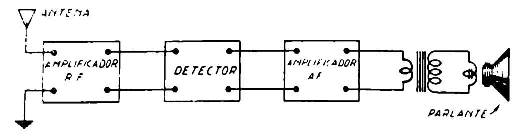


FIG. 417. — Esquema simplificado de un receptor.

producido delante del micrófono en el estudio de la emisora, proporcionado por el altoparlante del receptor.

La figura 417 muestra el esquema reducido de un receptor de tal tipo sin entrar en detalles de las conexiones de cada etapa, pues ya han sido vistas en los respectivos capítulos. La antena puede ser un alambre conductor paralelo al suelo, a buena distancia de él, un conductor vertical, o simplemente un trozo de cable que se deja colgando desde el receptor hasta

el piso. Para obtener máxima captación es conveniente que la longitud de la antena esté en relación con la frecuencia de la emisora que se escucha, sobre todo si la intensidad de las señales es reducida en la zona donde se halla el receptor. Esto no se cumple en general para las emisoras locales, pues resulta suficiente el *chicote* que se menciona más arriba.

Entre la frecuencia de la señal y su longitud de onda existe la conocida relación:

$$\lambda = \frac{300.000}{f}$$

en la que si f es la frecuencia en Kilociclos por segundo, resulta la longitud de onda en metros. (Así, una señal de 1.000 Kc/s tiene una longitud de onda de 300 m). Para que la antena resuene a esa señal, su longitud debe ser un submúltiplo entero de la longitud de onda de aquella. Así, para una señal de 40 metros, la antena puede tener 40, 20, 10 ó 5 metros, etc., eligiéndose entre todas la longitud compatible con el lugar de que se dispone. Mediante ingeniosas combinaciones se construyen antenas que sirven para varias longitudes de onda distintas.

Banda de sintonía

El amplificador de radiofrecuencia puede tener una sola o varias etapas amplificadoras de tensión. Tales etapas se hacen en general sintonizadas, para seleccionar una señal de todas las que están presentes en la antena, de acuerdo con lo visto en su oportunidad.

La figura 418 muestra los circuitos sintonizados de tres etapas, cuyos capacitores variables deben moverse al mismo tiempo cuando se cambia

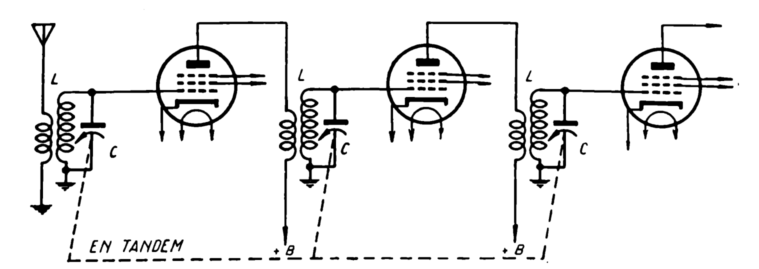


FIG. 418. — Esquema demostrativo de la sintonía en tandem.

la sintonía. Para ello se utilizan los capacitores en *tandem*, de tantas secciones como circuitos sintonizados tenga el receptor.

Es interesante conocer los límites de frecuencia que pueden sintonizarse

con un juego dado de bobinas y capacitores, límites entre los cuales se halla comprendida lo que se llama *banda de sintonía.*

Partiendo de la capacidad máxima del capacitor variable, que da la frecuencia menor a sintonizar y sabiendo que la capacidad mínima del capacitor es más o menos el 10 % de la máxima, es decir que la capacidad residual será 0,1 C si C es la total del capacitor y sabiendo que la frecuencia de resonancia de un circuito sintonizado está dada por:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

salta a la vista que la relación entre la frecuencia máxima y mínima estará en la relación de la raíz cuadrada de la capacidad máxima a la capacidad mínima, relación que hemos dicho que vale aproximadamente 10, con lo que la raíz de esta cantidad será ligeramente superior a 3. La frecuencia mayor a sintonizar será entonces 3 veces mayor que la mínima, y la banda de sintonía estará comprendida entre una frecuencia f y otra 3f.

Si se desea sintonizar una emisora que no esté comprendida en la banda, se deberá cambiar el capacitor o la bobina en todos los circuitos sintonizados. En la práctica se opta por esto último, es decir que los receptores de más de una banda de sintonía tendrán más de un juego de bobinas, conmutables mediante una llave selectora especial.

La bobina o el capacitor de los circuitos sintonizados de la figura 418 se calculan en relación con la frecuencia menor de la banda, con ayuda de la fórmula anterior, en la que si L está dada en μHy y C en μF, la frecuencia f resulta en Mc/s. Dados f y C se calcula L:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} \qquad (\mu Hy)$$

Receptores de radiofrecuencia sintonizada

Un receptor como el descripto hasta aquí, con una o más etapas amplificadoras de tensión en radiofrecuencia, todas ellas sintonizadas a la señal a captar, toma el nombre del título y se abrevia *R.F.S.* Tal denominación es independiente del sistema detector y amplificador de audio, pues estas dos últimas secciones pueden ser iguales a las de cualquier otro sistema de receptor, como se verá más adelante.

Para realizar el esquema completo de un receptor de este tipo, cuyo montaje básico presentamos en la figura 417, basta trazar los circuitos de cada etapa en la forma vista en los respectivos capítulos y enlazarlos entre sí. Veamos por ejemplo la figura 419 que muestra un receptor completo del sistema que estamos considerando.

Vemos que se utiliza un par de etapas amplificadoras de radiofre-

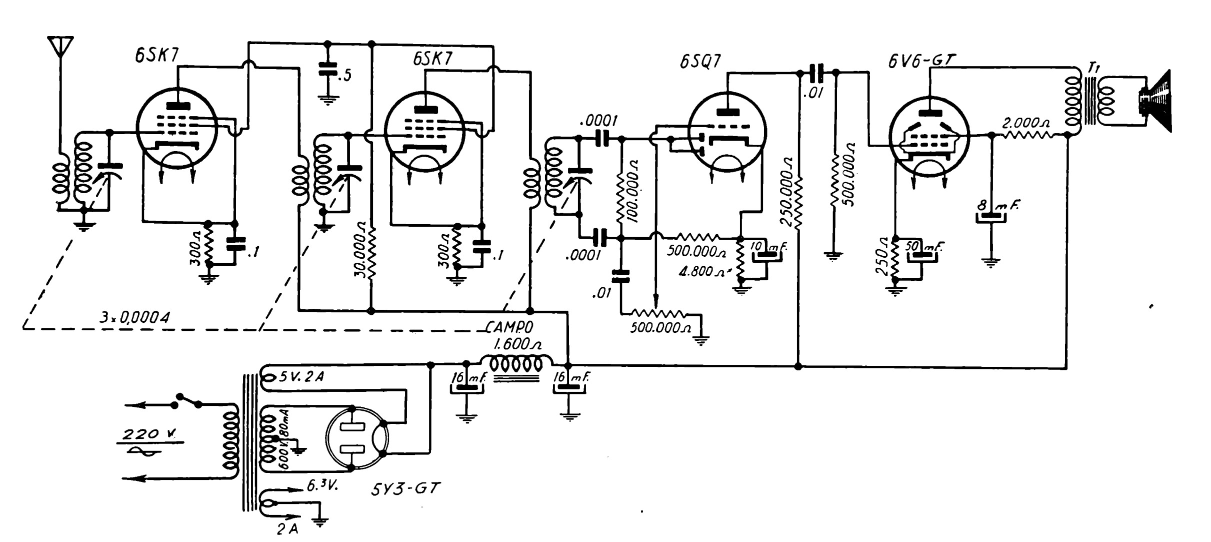


FIG. 419. — Esquema de un receptor de radiofrecuencia sintonizada. Los valores de los elementos se indican en cada caso y los detalles se dan en el texto.

cuencia sintonizada, un detector a diodo, un amplificador de tensión de audiofrecuencia contenido en la ampolla del detector y un amplificador de potencia. La fuente de alimentación está formada por el sistema para redes de corriente alternada.

El criterio electivo seguido para seleccionar las válvulas es el siguiente: las amplificadoras de radiofrecuencia deben ser pentodos de alto coeficiente de amplificación, del tipo denominado *super control*. Entre las muchas disponibles, la 6SK7 tiene la ventaja de tener la conexión de la grilla de control en la base, lo que permite acortar las conexiones y mejorar la estética sobre el chasis. Además tiene un coeficiente de amplificación algo mayor que sus similares.

La detectora a diodo o doble diodo es tan simple que no justifica emplear una válvula única, por lo que se elige una de las combinadas con triodo, para tener el preamplificador de audiofrecuencia. Entre las disponibles, la 6SQ7 tiene la grilla del triodo conectada a la base, por lo que nos quedamos con ella.

Entre las amplificadoras de potencia se podría elegir un triodo o un pentodo. Los triodos dan baja potencia de salida, a menos de utilizar un montaje simétrico. Si se desea simplicidad y alta salida sin minuciosa fidelidad de reproducción, se emplea un pentodo que puede ser la 6F6, la 6K6 ó la 6V6: nos quedamos con la última, que se suele designar tetrodo pese a tener cinco elementos.

Las polarizaciones de los distintos elementos de las válvulas se dan en la forma descripta en el capítulo respectivo, calculándolas en función de la corriente y tensión de cada electrodo. Para el amplificador de tensión se buscan los valores en la tabla dada en el manual de características. Todos ellos aparecen en el esquema, lo mismo que las capacidades correspondientes.

El receptor necesita un control de volumen. Ello se puede hacer de diversas maneras, pues ya que las válvulas amplificadoras de radiofrecuencia son del tipo de μ *variable* se podría insertar en serie con el resistor de cátodo de una de ellas un reóstato, para variar la polarización de grilla y con ello la ganancia de esta etapa. También puede regularse la tensión de audio aplicada al preamplificador mediante un divisor de tensión que es lo que hacemos en el caso nuestro. Obsérvese que el potenciómetro se puede colocar en el lugar de la carga del diodo o en el que está en la figura. Su acción reguladora sería idéntica, pero en el primer lugar citado hay circulación de una componente continua que produce un desgaste del reóstato y aparecen ruidos molestos.

El resistor de 2.000 Ohm intercalado en el circuito de pantalla del pentodo de salida es para igualar la tensión de placa y pantalla en esa válvula, debido a que en el primario del transformador de salida se produce una caída de tensión. Este transformador debe presentar sobre el primario una impedancia de 5.000 Ohm, según lo exige la válvula que se emplea.

La fuente de alimentación se calcula en la forma habitual ya vista y se han indicado las tensiones e intensidades de cada secundario del transformador de alimentación. No insistiremos sobre estos detalles porque pertenecen a otros capítulos ya tratados.

Los receptores denominados de *radio frecuencia sintonizada* empleados aún actualmente cuando no se desea una selectividad grande pero sí una amplia gama de audiofrecuencia, se utilizan entonces para la recepción de emisoras locales, para las que no se necesita una selectividad importante. Hay un tipo de receptores que, por el contrario, se emplea únicamente en la recepción de emisoras muy distantes por su elevada sensibilidad: *el regenerativo.*

Receptores regenerativos

También se suelen designar *a reacción* o *a realimentación* por la forma de trabajar. Para comprender veamos la figura 420, en la que la válvula está conectada como detectora por característica de grilla, pero en el circuito de placa se intercala una bobina, acoplada inductivamente a la del circuito sintonizado de grilla.

El circuito en sí no es más que el detector y al estar presente una señal modulada en la bobina de grilla se producirá la demodulación, circulando corriente por el circuito de placa. Es en este momento que aparece la actuación de la bobina de este circuito, pues al estar recorrida por la corriente anódica se producirá un campo magnético, que inducirá en la bobina de grilla una f.e.m. que reforzará la que ya teníamos en su circuito.

Si la realimentación es muy fuerte se producirán oscilaciones. pues en el capítulo IX vimos que había un diseño similar al de la figura 420. Para evitarlo se da un gran valor a la resistencia de grilla y se regula el grado de realimentación o reacción, lo que puede hacerse de varias maneras:

Una de ellas es hacer variable el acoplamiento magnético de la bobina de placa, circuito que se llamó Meissner. Una bobina se colocaba dentro de la otra y se la giraba para modificar la posición relativa entre ambas.

Otro sistema más sencillo es variar la intensidad y la fase de la corriente de placa de la válvula, para variar así al mismo tiempo la densidad del campo magnético de la bobina anódica. Y, finalmente, en los tetrodos y pentodos la variación de la realimentación se puede obtener de una manera muy sencilla, que es la variación del potencial de la grilla pantalla. Un simple potenciómetro substituye así a la bobina movible y al capacitor variable. En nuestro circuito completo adoptamos tal sistema. La figura 420 muestra un receptor regenerativo con una etapa amplificadora de radiofrecuencia sintonizada. La realimentación se da por el circuito de placa y el potencial de pantalla se varía mediante un divisor de tensión, formado

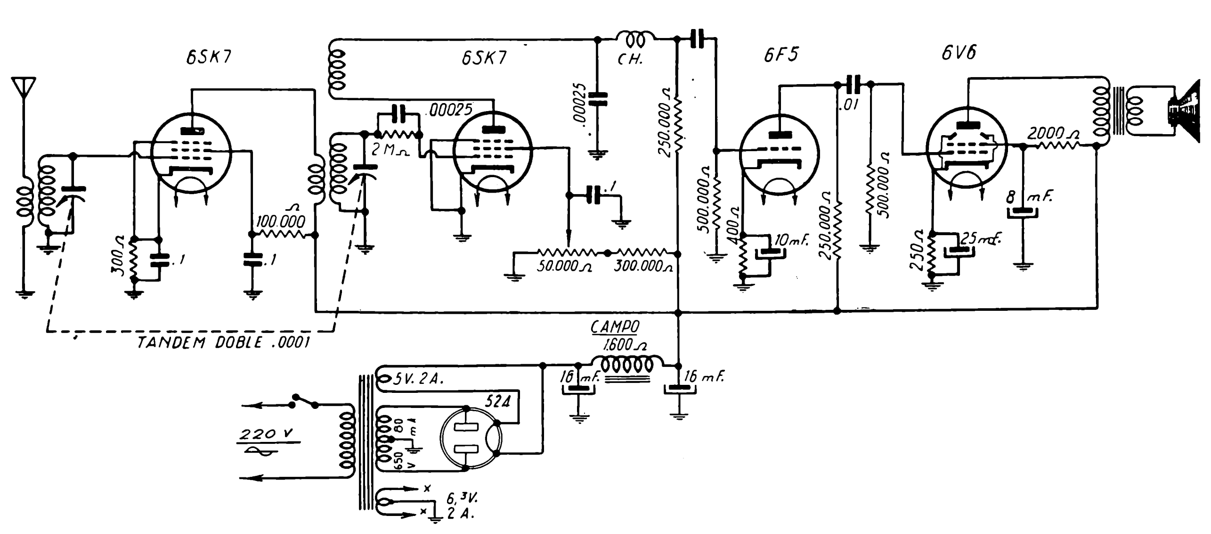


Fig. 420. — Esquema completo de un receptor regenerativo. La única diferencia substancial con el R.F.S. es el detector, que tiene realimentación inductiva. En el esquema se indican los valores de los elementos y en el texto se dan las aclaraciones sobre el funcionamiento.

por un resistor fijo de 300.000 Ohm en serie con un potenciómetro de 50.000 Ohm.

La etapa amplificadora de radiofrecuencia es de diseño convencional, igual que en el caso del receptor R.F.S. descripto anteriormente, utilizándose un capacitor variable en tándem con el del circuito sintonizado de la detectora. El valor de la capacidad es 0,0001 μF suponiendo que el receptor será utilizado en la banda de ondas cortas únicamente, puesto que este tipo no se emplea en la recepción de emisoras locales, por su baja selectividad y un soplido de fondo característico de la reacción, que hace molesta la audición.

La parte de audiofrecuencia es de diseño convencional, constando de una etapa amplificadora de tensión con un triodo y un pentodo de potencia del tipo de haz electrónico concentrado. La fuente de alimentación está prevista para redes de corriente alternada, indicándose en el esquema de la figura 420 los valores de las tensiones e intensidades de cada secundario del transformador. No repetimos aquí los cálculos de estos valores porque ya han sido tratados en el capítulo IV.

Otros receptores a reacción utilizan circuitos Hartley, Colpitts y otros, en todo similares a los descriptos para los osciladores del mismo nombre.

Receptores superheterodinos

Los tipos de receptores que hemos descripto pueden considerarse anticuados y no aptos para la recepción moderna. En primer lugar, la ganancia total de R.F. que suministran es escasa, y si, para aumentarla, recurrimos al sistema regenerativo, perdemos selectividad. Para tener a la vez sensibilidad y selectividad hay que usar etapas con circuitos sintonizados en el primario y en el secundario, cuyas características conocemos, pero la sintonía en tandem se hace muy complicada. De esta dificultad nació la idea, debida a Armstrong, de colocar un oscilador local cuyas señales varíen su frecuencia simultáneamente con las captadas en antena, y de tal manera que la diferencia entre ellas sea una cantidad fija, que se llamó *frecuencia intermedia*. Puede hacerse entonces un amplificador con circuitos doble sintonizados a esa frecuencia fija, que resultará así de alta sensibilidad y selectividad.

Veamos cómo funciona el sistema, que representamos en la figura 421. Las señales captadas por la antena, de las cuales elegimos una por medio de un circuito sintonizado, tendrá una frecuencia f_1 y pulsación ω_1. El oscilador local es gobernado por otro capacitor variable C_2, que puede ser distinto al de antena C_1, y arreglamos las cosas de tal manera que el oscilador nos genere otra frecuencia f_2 con pulsación ω_2. Se fija a elección la diferencia:

$$f_i = f_2 - f_1$$

que es la llamada *frecuencia intermedia*, y podemos hacer mayor la frecuencia del oscilador local o la de la antena, pero generalmente se prefiere lo primero. Mediante la bobina L estamos mezclando las dos señales que se aplican a la grilla de la válvula mezcladora. Veamos qué característica tiene la señal que se obtiene en el circuito de placa de esta válvula. Si elegimos una válvula mezcladora que tenga una característica curva, de grilla, que responda a una ley cuadrática, la corriente de placa será en cierto modo proporcional al cuadrado de la tensión aplicada a la grilla, y es sabido que se encuentran válvulas de tal tipo. Como a la grilla aplicamos dos tensiones de distinta frecuencia, podemos establecer que, siendo k el factor de proporcionalidad:

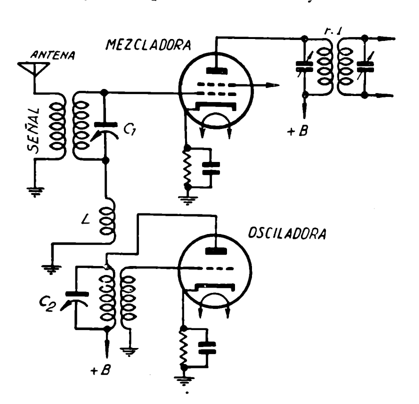


FIG. 421. — Esquema básico de funcionamiento del receptor superheterodino

$$i_a = k\,(e_1 + e_2)^2$$

Pero esas tensiones son senoidales, con frecuencias diferentes, ya definidas, pues una proviene de la antena y otra del oscilador local. Entonces:

$$e_1 = E_1 \operatorname{sen} \omega_1 t$$

$$e_2 = E_2 \operatorname{sen} \omega_2 t$$

que reemplazadas en la ecuación que da la corriente alterna anódica:

$$i_a = k\,(E_1 \operatorname{sen} \omega_1 t + E_2 \operatorname{sen} \omega_2 t)^2$$

Ahora bien, desarrollando el cuadrado tenemos dos términos en sen^2 que dan un coseno del ángulo con doble pulsación de cada una de las señales. Esos términos los eliminamos porque al no haber circuitos sintonizados a tales frecuencias, no tendrán influencia apreciable en la corriente anódica. Nos queda el término:

$$2\,k\,E_1\,E_2 \operatorname{sen} \omega_1 t \operatorname{sen} \omega_2 t$$

que por Trigonometría sabemos que equivale a:

$$k\,E_1\,E_2\,[\cos\,(\omega_1 - \omega_2)\,t + \cos\,(\omega_1 + \omega_2)\,t]$$

Ahora bien, el término con suma de las pulsaciones es de una frecuencia muy grande que no encuentra circuitos sintonizados y se elimina. Nos queda el término con la diferencia de pulsaciones, o sea:

$$i_a = k\,E_1\,E_2 \cos\,(\omega_1 - \omega_2)\,t = k\,E_1\,E_2 \cos 2\,\pi\,f_i\,t$$

y este sí encuentra en placa de la válvula un transformador con el primario y el secundario sintonizados a esta frecuencia, que es la *intermedia*:

$$f_i = f_1 - f_2$$

Y ya hemos encontrado el funcionamiento del receptor superheterodino. Todo lo que hay que conseguir es que el oscilador local sea comandado simultáneamente con el sintonizador de antena para que se mantenga siempre la diferencia fija de frecuencias.

Posteriormente se construyeron válvulas que permitieron suprimir la oscilación independiente. Veamos al efecto la figura 422. Utilizando un

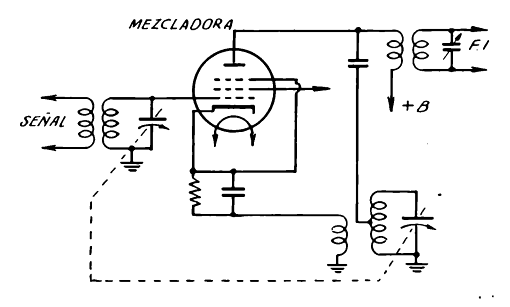


Fig. 422. — Circuito mezclador con inyección externa.

heptodo como mezcladora, e intercalando en el circuito de cátodo la bobina de reacción del oscilador local, se conecta el circuito de placa a un punto neutro del circuito oscilador. En esta forma se produce el *heterodinaje* entre las dos señales, captada y local, y tendremos en el transformador sintonizado de acoplamiento a la etapa siguiente la tensión de *frecuencia intermedia.*

El primer circuito se utilizaba con cualquier válvula. El segundo con los pentodos tipo 57, 77, etc., y los juegos de bobinas tenían las derivaciones y terminales necesarios. Para que el oscilador local varíe su frecuencia junto con el circuito sintonizado de entrada, se colocaban sus dos capacitores variables en tándem, pero la sección del oscilador tenía sus chapas recortadas, de modo que en cualquier posición del mismo la menor capacidad que presentaba correspondía a una frecuencia mayor que la de la señal en la F. I., que era generalmente de 175 Kc/s. Los inconvenientes que se presentaban eran la falta de estabilidad de frecuencia del oscilador local, que la debe mantener constante, y el bajo rendimiento en la mezcla, pues se hacía en el circuito exterior con las consiguientes pérdidas por capacidad de los conductores e interacciones entre los mismos.

Superheterodinos con acoplamiento electrónico

Las fábricas de válvulas pusieron pronto en manos de los armadores tipos especiales con los que la mezcla de frecuencia podía hacerse en el interior de la válvula, por un sistema semejante al de los moduladores. Tales válvulas se denominaron conversoras de frecuencia y han hecho posible los excelentes receptores de varias bandas de onda con muy buena sensibilidad.

El circuito esquemático se ve en la figura 423. La válvula tiene en su ampolla un par de grillas adicionales, una de las cuales se comporta como

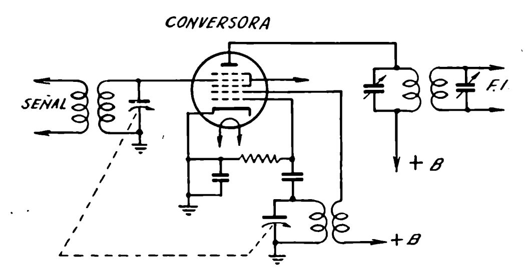


Fig. 423. — Circuito mezclador con inyección interna o electrónica.

grilla del oscilador local y la otra como placa. A ambas se conecta un oscilador a grilla sintonizada del tipo común, según se ve en la figura, pero cuyo capacitor variable tiene las chapas recortadas para que se genere una señal de frecuencia mayor que la de antena en la cantidad igual a la F. I.

El flujo electrónico al salir del cátodo y dirigirse a la placa principal de la válvula pasa por el lugar donde está la grilla-ánodo, actuando este electrodo como una grilla de una válvula, influenciando el potencial instantáneo de aquél sobre la corriente de placa de la válvula. Se produce así el heterodinaje en la válvula misma, obteniéndose en el circuito anódico una serie de corrientes, como la de entrada, la del oscilador, una cuya frecuencia es la suma, otra en la que es la diferencia, etc. De todas ellas, sólo será transferida a la etapa siguiente la señal de frecuencia igual a la diferencia entre la de antena y del oscilador local, pues el circuito anódico está en resonancia con esa F. I.

Un perfeccionamiento interesante de los circuitos conversores se obtuvo con la aparición de la válvula triodo-exodo, en la cual el triodo se conecta como un oscilador común, según se ve en la figura 424, pero puede hacerse uso del oscilador a placa sintonizada que tiene mayor estabilidad de fre-

cuencia y menor corriente anódica. La grilla del triodo está unida eléctricamente a una grilla intercalada en el camino de los electrones de la sección mezcladora, de modo que desde este momento la actuación es similar a la del caso anterior. La ventaja evidente, aparte de las ya señaladas, es la independencia grande entre los circuitos de sintonía y del oscilador local, cosa que no se obtenía en forma concluyente con ninguno de los tipos anteriores de circuitos mezcladores o conversores. Estas válvulas son del tipo 6K8, 12K8, etc., mientras que las conversoras comunes descriptas en los párrafos anteriores, son las 2A7, 6A7, 6A8, 12A8, etc.

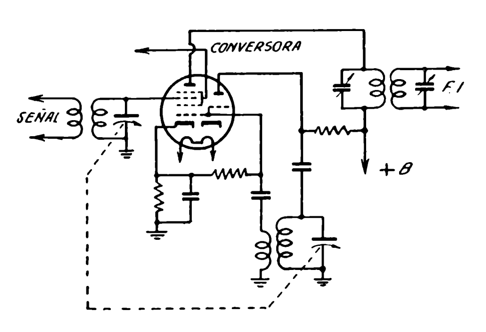


Fig. 424. — Conversora triodo-exodo para superheterodinos.

Otro tipo interesante de válvula conversora es la 6SA7, cuyo esquema de conexiones puede verse en la figura 425. Tiene la particularidad de tener todos sus electrodos unidos a la base. Se emplea con oscilador Hartley, que simplifica la cantidad de conexiones a hacer para cambiar de banda de sintonía, a la par que se obtiene óptima estabilidad de frecuencia. Esto se ha conseguido gracias a la construcción interna, que permite variaciones de la tensión de R.F. de grilla sin afectar al circuito anódico, lo que hace que se pueda conectar el control automático de sensibilidad, cuyo funcionamiento veremos más adelante. La independencia del oscilador local y el circuito de sintonía hacen apto a este circuito para las ondas cortas, en las cuales otras conversoras no se comportan eficientemente.

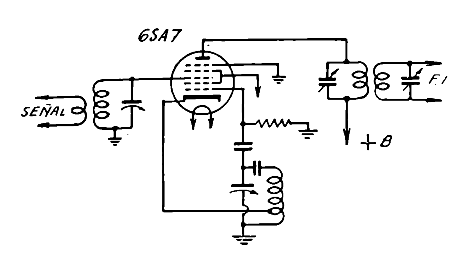


Fig. 425. — Esquema para la conversora 6SA7.

Entre las válvulas más modernas, del tipo miniatura, encontramos las conversoras 6BE6 y 12BE6, cuyo diseño es similar al de la 6AS7, y por ende las conexiones en los circuitos serán parecidas. No obstante, también se usan con la pantalla como placa de un pseudo triodo oscilador.

El oscilador local

Sabemos que el oscilador local debe producir una señal cuya frecuencia supere a la de antena en la cantidad fija f_i. Como al sintonizar distintas estaciones se tienen diferentes frecuencias de la señal de antena, debemos cambiar simultáneamente la frecuencia del oscilador local, y eso se consigue, en principio, haciendo que ambos capacitores variables se muevan en *tandem*. Primitivamente se empleaban frecuencias intermedias de valores bajos, 100 a 200 Kc/s y entonces se podía conseguir el *arrastre*, así llamada esa condición de diferencia fija de frecuencias, usando dos capacitores variables iguales, pero el del oscilador tenía las chapas recortadas, de manera que para cada posición del tandem la diferencia de capacidad se traducía en una diferencia de frecuencia igual a f_i. Como actualmente se emplean frecuencias intermedias mayores, generalmente 465 Kc/s, el recortado de una sección del tandem no es práctico y se acude a colocar inductancias o capacidades en serie con el conjunto del oscilador local. Lo más generalizado es emplear un capacitor en serie con la bobina osciladora, al cual se lo llama *pader*, y el esquema se ve en la figura 426.

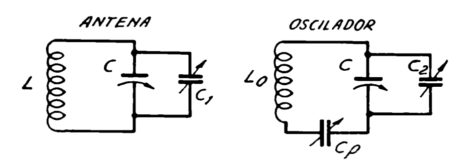


Fig. 426. — Indicación de símbolos en los circuitos de antena y del oscilador local.

Ocurre que de este modo no se puede obtener arrastre perfecto en toda la banda de sintonía, pero dimensionando convenientemente las cosas puede lograrse la frecuencia intermedia exacta para tres puntos de la banda, con lo que la diferencia para los puntos restantes puede ser considerada poco importante. Todavía puede mejorarse la situación torciendo las aletas de la primera y última chapa móvil de cada sección del capacitor variable, que viene con cortes radiales ex-profeso, y obtener arrastre perfecto en toda la banda. La figura 427 muestra los tres puntos de arrastre perfecto para la banda llamada de *ondas largas*, de 550 a 1500 Kc/s.

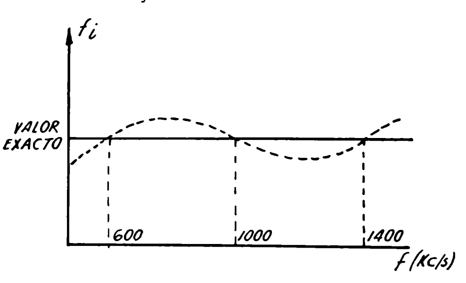


Fig. 427. — El sistema actual es conseguir arrastre perfecto para tres puntos de la banda.

Para dimensionar los elementos del oscilador local puede procederse por la vía teórica, pues como tenemos tres puntos fijos, se obtendrán tres ecuaciones con tres incógnitas, o sea L_o, C_p y C_2, bobina, capacitor pader y trimer del oscilador, pues este último tiene distinta capacidad que el C_1, trimer del circuito de antena. El procedimiento analítico resulta muy laborioso, por lo que se dan gráficos como el de la figura 428. Para la banda

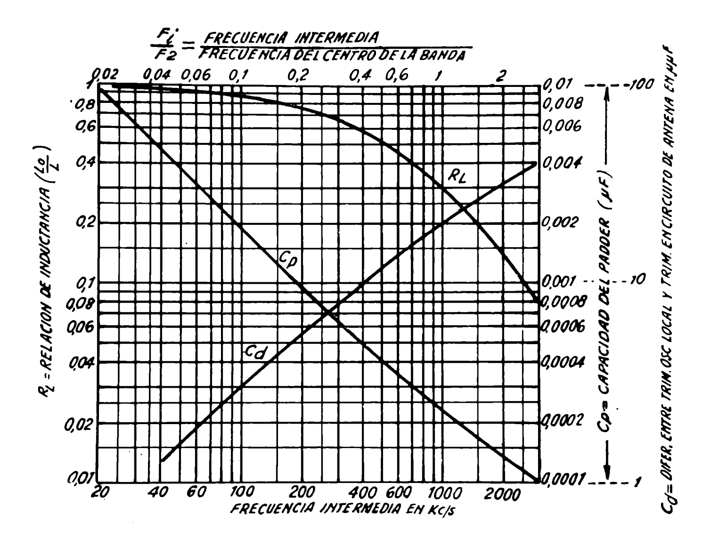


FIG. 428. — Gráfico para determinar los valores de los elementos de la fig. 426. Este gráfico es válido para C = 400 $\mu\mu$F.

de 550-1500 Kc/s se usa la escala inferior de abscisas con el valor de f_i que corresponda, y para las otras bandas se usa la escala horizontal superior, entrando con el cociente entre la frecuencia intermedia y la frecuencia del centro de banda. En ordenadas obtenemos, para cada curva, el cociente de inductancias, la capacidad del pader y la diferencia de capacidad entre los trimers del oscilador y del circuito de antena, todo de acuerdo con las letras de la figura 426. El gráfico es válido para capacitores variables de más o menos 400 micromicrofarad, que son los usuales, y están trazadas para tres puntos de arrastre perfecto según la figura 427, que también es lo que se acostumbra a hacer.

Control automático de sensibilidad — C.A.S.

Las diferentes emisoras cuyas señales son captadas por el receptor tienen en el lugar en que está ubicado éste campos electromagnéticos de distinta intensidad, debido a las diferentes distancias que median entre transmisor y receptor y a la diversidad de potencias de emisión. Ello causa en el receptor un manipuleo del control de volumen cada vez que se cambia de estación de sintonía, pues unas se reciben con intensidad elevada y otras débil.

Dijimos que se podía graduar el volumen de salida de un receptor en dos partes: en la sección de audiofrecuencia, lo que constituye un control

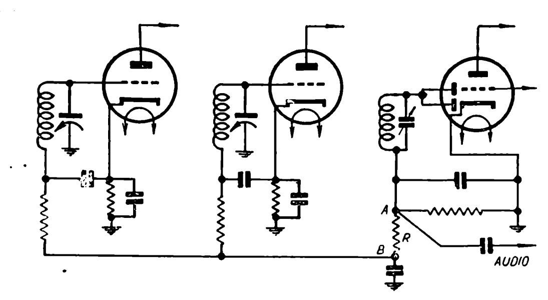


Fig. 429. — Aplicación del control automático de sensibilidad (C.A.S.) al receptor.

de volumen propiamente dicho, y en la sección de radiofrecuencia, donde se realiza una regulación de la sensibilidad. Para esto último se emplean válvulas de super-control, en las que variando la polarización básica de grilla se obtiene distinta amplificación. El control de sensibilidad puede conseguirse en forma automática, es decir que el mismo receptor regula su amplificación para cada estación sintonizada, de manera que el nivel de salida sea más o menos constante para todas las emisoras de una banda.

Veamos al efecto la figura 429. Las tres válvulas que figuran son la amplificadora de frecuencia intermedia, la amplificadora de radiofrecuencia, que puede ser la mezcladora misma según se vió en un párrafo anterior y la detectora por diodo, que es prácticamente el único sistema empleado hoy día en los receptores superheterodinos.

Al rectificar la señal modulada, vimos en el capítulo XI que se producía una corriente de audio, obtenida como tensión a través de la resistencia de carga del diodo, pero al mismo tiempo había una serie de medios ciclos de la onda portadora de alta frecuencia, que no se utilizaban para nada en el receptor. Si a partir del punto A colocamos un filtro en π como el utilizado en los rectificadores para aplanar los semiciclos de alta frecuencia

y convertir esa corriente pulsante en continua, poco más o menos, tendremos que en el resistor R estará presente una tensión continua cuya polaridad, de acuerdo con todos los montajes rectificadores, será más negativa en el extremo B que en el A. En el punto A habrá pues un cierto potencial negativo con respecto a chasis. Veamos ahora la figura 430. Si superponemos a la polarización de las válvulas amplificadoras de R.F. y de F.I. ese potencial negativo, el punto de trabajo de ellas se desplazará a la parte inferior de la característica de grilla donde se tienen menores coeficientes de amplificación.

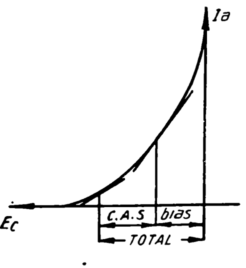


FIG. 430. — Efecto del C.A.S. en la polarización de la válvula.

Como la amplitud de la onda portadora es proporcional a la potencia irradiada por el transmisor, o mejor aun, proporcional a la intensidad de la señal captada, se tiene que la polarización negativa total de las válvulas será tanto mayor cuanto más intensa sea la señal sintonizada, y con ello, menor la sensibilidad del receptor cuando más fuerte sea la recepción de una onda determinada. Se habrá conseguido así una regulación automática de la sensibilidad del receptor, y todas las emisoras darán en altoparlante un nivel más o menos constante.

En la figura 429 se muestra cómo se aplica la tensión continua negativa del C.A.S. a las válvulas, mediante resistores con sendos capacitores para derivar la corriente de radiofrecuencia del circuito de sintonía y evitar que se produzca en las resistencias una caída de tensión útil, que reduciría la ganancia de la etapa.

En la práctica el C.A.S. conectado en la forma que se ve en la figura 429 ocasiona algunas molestias, porque desde el punto A se tiene un circuito derivado a masa, cuya impedancia depende de la frecuencia, con lo que se producen pérdidas de tonos agudos de audiofrecuencia. aunque no de carácter muy importante.

El inconveniente puede obviarse si se utiliza un detector doble-diodo, empleando uno de los diodos para la detección normal y el otro para la rectificación de la portadora para el circuito de C.A.S. Esto es lo que vemos en la figura 431, que es el esquema completo de un receptor superheterodino para dos bandas distintas de sintonía y en el que hemos colocado C.A.S. independiente.

Receptor superheterodino normal de dos bandas

Sobre la base de la descripción de cada una de las partes de un receptor superheterodino, tratadas hasta aquí, podemos completar el esquema como se ve en la figura 431. Utilizamos una conversora triodo-exodo;

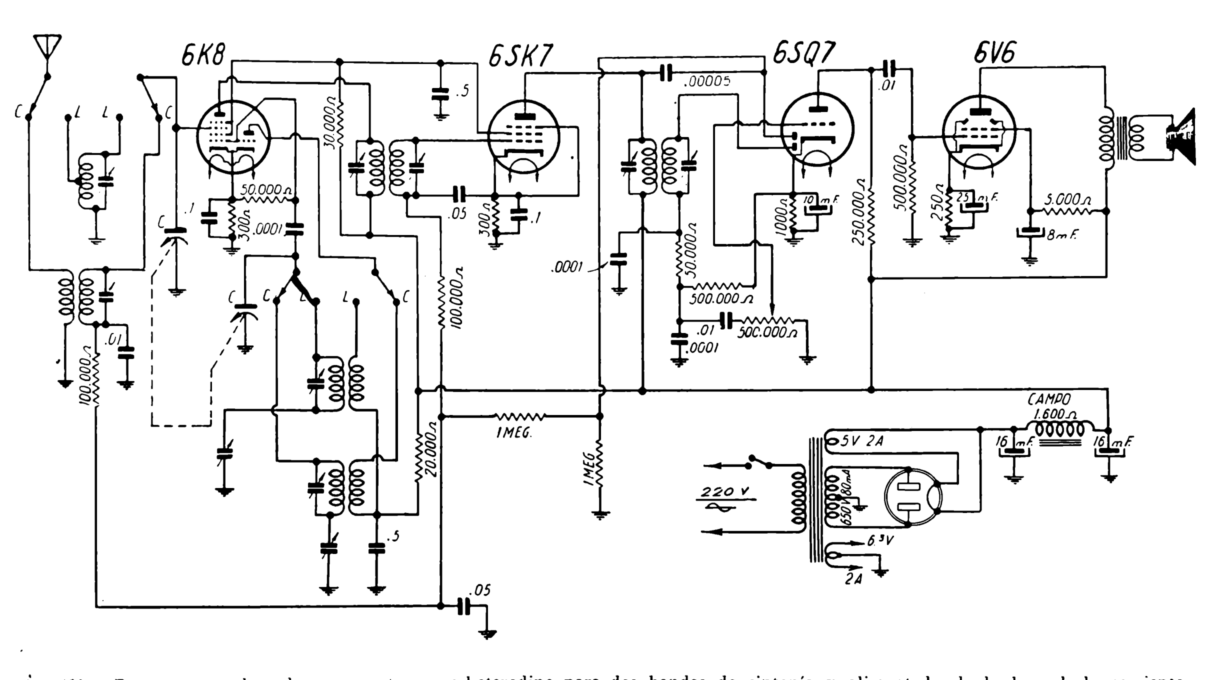


Fig. 431. — Esquema completo de un receptor superheterodino para dos bandas de sintonía y alimentado desde la red de corriente alternada. Los valores de los elementos aparecen en el dibujo y las aclaraciones se dan en el texto.

una amplificadora de frecuencia intermedia del tipo de μ variable; una detectora doble diodo, uno de los cuales hace las funciones de la detección solamente y el otro lo empleamos para la rectificación de la tensión del C.A.S. en la forma vista; dentro de la ampolla de la detectora está el triodo preamplificador de audiofrecuencia. Finalmente la amplificadora de potencia es un pentodo del tipo a haz electrónico concentrado.

El criterio electivo a seguir es el siguiente: la conversora, como se trata de un receptor que debe sintonizar señales de ondas cortas, debe tener buena estabilidad de frecuencia y su sección osciladora debe trabajar en altas frecuencias sin dificultades. Para este uso se presta eficientemente el triodo-exodo tipo 6K8 o similares. Si el receptor se alimenta con corriente alternada elegimos válvulas de la serie de 6.3 Volt en filamento. La amplificadora de frecuencia intermedia debe ser de alto coeficiente de amplificación y éste debe ser variable para la acción reguladora automática de la sensibilidad. Entre las válvulas de este tipo, la 6SK7 y similares se prestan admirablemente para llenar tal función. La detectora debe tener un doble diodo y un triodo amplificador de audio, por lo que se puede utiliar la 6SQ7 o cualquier tipo conocido. La amplificadora de potencia, si no se pide un sistema simétrico, puede ser un pentodo y entre ellos elegimos uno de máxima salida con mínima distorsión. Para potencias dentro de 3 a 4 Watt hay válvulas con reflector electrónico, por lo que se elige una de ellas, la 6V6.

La fuente de alimentación es del tipo común para corriente alternada, con rectificadora de onda completa y filtro a inductancia capacidad para eliminar en la medida de lo racional la componente alternada en la tensión de alimentación de placas.

Las bobinas tienen dos juegos, uno para cada banda de sintonía, y la llave de cambio de banda tiene cuatro secciones con dos posiciones, que en el esquema indicamos con L y C, correspondientes a onda larga y corta, respectivamente.

Ajuste de superheterodinos *

Suponiendo que se dispone de un oscilador o generador de señales, y de un medidor de salida o voltímetro de alta resistencia, para conocer el nivel de salida en cualquier etapa, se procede a alinear las etapas de alta frecuencia en la siguiente forma:

Se desconecta la sección osciladora, cortocircuitando el capacitor variable de esa parte o en cualquier otra forma y se aplica a la grilla de la sección mezcladora una señal de frecuencia igual a la intermedia, regulando la capacidad de los capacitores derivados de los transformadores de F.I. hasta máxima salida.

* Detalles completos sobre ajuste de receptores pueden verse en el libro RADIO SERVICE INTEGRAL del mismo autor. (N. del E.)

Se pone en servicio la sección osciladora y se lleva el capacitor variable a la posición de máxima capacidad, que corresponde a mínima frecuencia, y se aplica al circuito de entrada de antena una señal de frecuencia correspondiente a ese extremo de la banda. Se ajusta el pader retocando la sintonía simultáneamente hasta obtener máxima salida.

Luego, con el trimer de la sección osciladora se corre toda la banda hasta hacer coincidir las estaciones en los puntos de la respectiva frecuencia en las graduaciones del dial, si las tiene. Después de esto conviene retocar el ajuste del pader, y de las operaciones subsiguientes.

Ahora se puede regular el compensador de la sección mezcladora para máxima salida, en tres puntos del dial, máxima, mínima y media frecuencia de recepción con ayuda del oscilador que suministrará en cada caso la señal de la frecuencia deseada. Queda así terminado el ajuste del receptor, al que habrá precedido una prolija revisión de la corrección de tensiones e intensidades en cada parte del circuito, para que las válvulas trabajen en óptimas condiciones.

A falta de medidor de salida se puede conectar un milivoltímetro en el circuito del C.A.S. pues la tensión presente en tal parte es indicativa de la amplitud de la señal. Posteriormente, veremos cómo se pueden conectar los indicadores de intensidad de señal.

Receptores a doble conversión

Las frecuencias intermedias bajas usadas al principio tenían la ventaja de su alta selectividad, mientras que las mayores que se adoptaron más adelante presentan mayor ganancia. Esto ha hecho pensar en la posibilidad

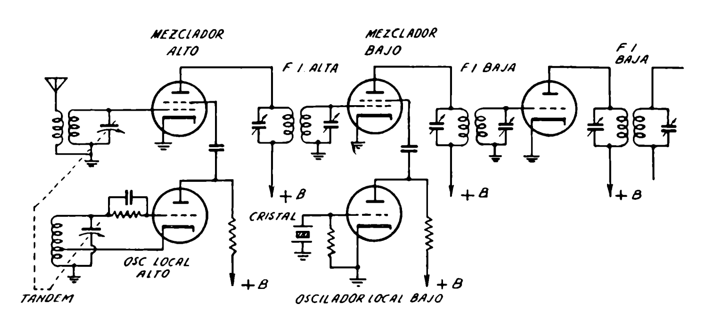


FIG. 432. — Esquema de principio del superheterodino a doble conversión

de tener las dos ventajas realizando una doble conversión, cuyo esquema de principio se ve en la figura 432. Se prescinde allí de todo lo que sean detalles y valores, para mostrar únicamente que tenemos primero una

conversión común, como la que hemos visto anteriormente. El valor de esta frecuencia intermedia (F.I.) llamada *alta*, suele elegirse entre 1.500 y 2.000 Kc/s, con lo que se obtiene una ganancia apreciable. Inclusive, en lugar de una sola etapa amplificadora pueden colocarse dos o más. Las relaciones entre los circuitos de antena y del oscilador local son las mismas vistas anteriormente.

La señal de F.I. obtenida se somete a un segundo proceso superheterodino, pero como ahora ya no tenemos más frecuencias variables de antena sino una señal siempre de frecuencia fija, igual a la F.I. alta, el segundo conversor puede ser un circuito sintonizado fijo, o mejor aún un oscilador a cristal, con ventajas de estabilidad. Esto es lo que vemos en el esquema. Para la segunda F.I. no hace falta usar los gráficos de valores sino que los elementos sintonizados son fijos. Se emplean comúnmente valores de la F.I. *baja* comprendidos entre 100 y 200 Kc/s. Puede colocarse más de una etapa amplificadora en esta segunda frecuencia intermedia.

Los circuitos de F.I., tanto de la alta como de la baja, se diseñan en la forma corriente, vista en el capítulo II, pues lo único que se altera son los valores de frecuencia y ellos operan sobre los valores de los componentes.

En otras ocasiones se emplea la doble conversión por ser muy elevadas las frecuencias de sintonía. Se hace un conversor especial para frecuencias ultraelevadas, y ya con señales de frecuencias menores, que no requieren circuitos con precauciones especiales, se diseña un receptor común, mediante una segunda conversión.

Indicadores de intensidad de señal

En receptores del tipo profesional es común agregar algún elemento indicador de la intensidad de señales, el cual puede ser simplemente una válvula de rayos catódicos, como el indicador de sintonía descripto en el

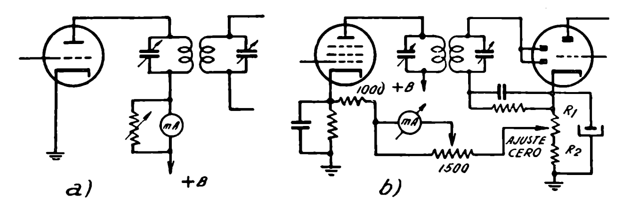


Fig. 433. — Dos sistemas de indicadores de intensidad de señal.

capítulo III, o un sistema más elaborado, como alguno de los que vemos en la figura 433. En receptores dotados de C.A.S. basta insertar un miliamperímetro en el circuito de placa o de cátodo para que en sintonía la co-

rriente de placa acuse una disminución, y tanto más cuanto más fuerte sea esa señal. Calibrando la escala en dB o en unidades *S*, que es lo más empleado en estos casos, se puede tener una idea de la intensidad de las señales captadas.

El circuito *b* es un poco más completo, y tiene un ajuste de cero, para llevar la indicación nula al amperímetro. La suma de R_1 y R_2 debe ser el valor que corresponde para cátodo en el preamplificador de audio del receptor, y deben guardar entre sí una relación como para que el brazo de R_1 pueda tomar una tensión igual a la tensión de cátodo de la amplificadora de F.I. Sin señal se ajusta R_1 para que el instrumento indique cero, y el potenciómetro de 1.500 Ohm se ajusta como para que con las señales más fuertes la indicación sea de plena escala, pues oficia de shunt variable. Hay otros sistemas además de los descriptos, pero basados en principios similares.

Receptores para ondas telegráficas

Los diversos tipos de receptores vistos hasta aquí son aptos para captar señales moduladas que ha irradiado un transmisor modulado, a su vez, en amplitud. Esas ondas no deben tener necesariamente una modulación de sonidos variados, como correspondería a la música o a la palabra, pues pueden portar un tono de audio fijo, y se designan como ondas tipo A_2, según veremos en transmisión.

Pero las señales telegráficas suelen transmitirse sin modulación, mediante trenes de ondas de duración proporcional a los puntos y rayas del código Morse, de modo que la señal captada se compone de una onda de alta frecuencia interrumpida a intervalos irregulares y sin modulación. Son las ondas llamadas A_1.

Los receptores para escuchar tales señales deben ser diferentes a los vistos anteriormente, puesto que el detector extrae la inteligencia a las ondas moduladas y en este caso no tenemos inteligencia impresa en la portadora.

La solución está en colocar en un receptor del tipo común un oscilador local que se denomina *oscilador telegráfico* o de batido *(beat)*, y cuya inclusión en un receptor superheterodino puede verse en el figura 434. El esquema reproduce un clásico circuito superheterodino con algunas modificaciones de interés.

En primer lugar observamos que en la primera etapa hay realimentación o regeneración, para aumentar la ganancia o sensibilidad del receptor. Además, el oscilador local está separado en lugar de formar parte de la conversora, como se ha visto anteriormente. Los capacitores variables de sintonía de la etapa de R.F. y del oscilador se manejan en tandem o son separados y se anotan las graduaciones que corresponden a cada estación. La realimentación se hace desde la placa de la conversora, reinyectando tensión al circuito de grilla, y variando el grado de reacción mediante un reóstato en derivación. Sigue después una etapa convencional de frecuencia

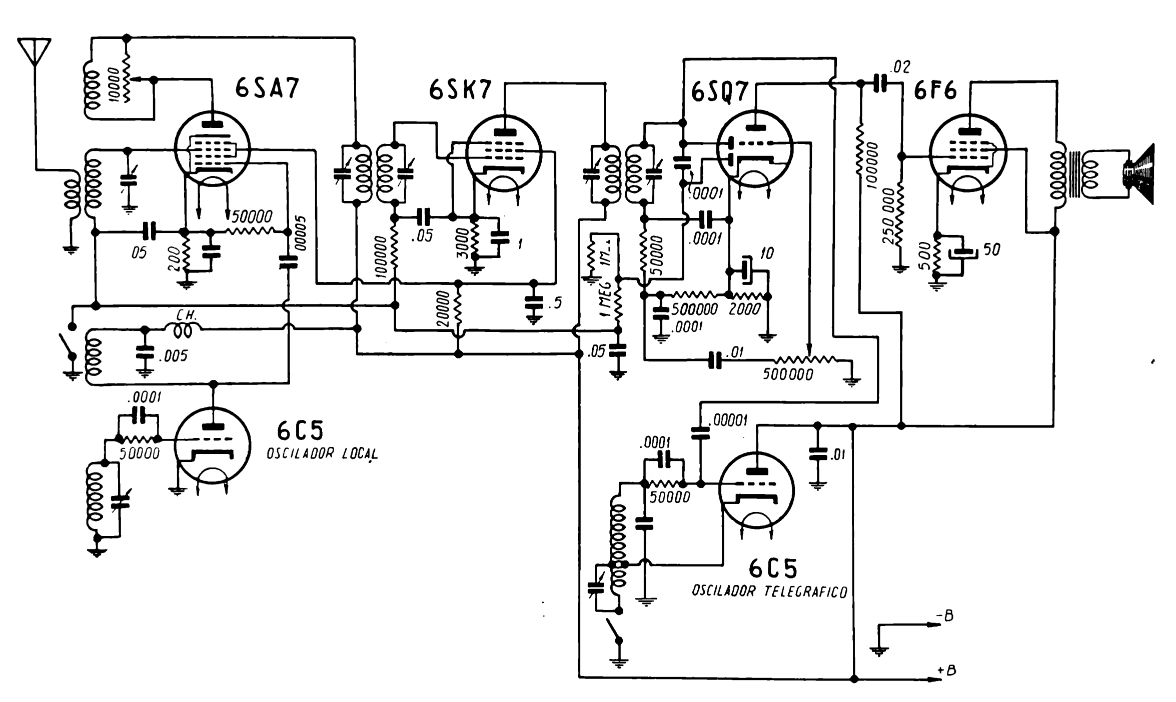


FIG. 434. — Receptor superheterodino con oscilador telegráfico de batido para escuchar señales de telegrafía.

intermedia, un detector a doble diodo con C.A.S. separado, un triodo preamplificador de audio y un pentodo de salida, desde donde se va al parlante. Si se usa solamente teléfono, se suprime la última válvula y se conecta aquél al triodo, en su circuito de placa.

Pero la novedad está en el detector, al cual llega una señal de R.F., de frecuencia poco diferente de la intermedia y que proviene del oscilador telegráfico. Este oscilador produce una señal que se inyecta en el detector, de manera que se produce el batido o diferencia de las dos frecuencias, la intermedia que procede del batido entre la señal de antena y del oscilador local, y la que proviene del oscilador telegráfico.

Si la diferencia entre las dos frecuencias resulta otra frecuencia, pero audible, se podrá convertir cada impulso de R.F. captado en señales de audio que van al teléfono o al parlante. Se percibirán así los puntos y las rayas recibidos.

A los efectos de poder variar el tono de audio resultante se hace variable la frecuencia del oscilador telegráfico, ya que la captada por la antena no está bajo control del operador que escucha. Para tal fin se coloca un capacitor variable en derivación con parte de la bobina del oscilador telegráfico, de modo de variar su frecuencia por variación de la capacidad. El interruptor que conecta el bobinado a masa sirve para interrumpir el funcionamiento del oscilador telegráfico cuando se desea escuchar señales moduladas normales, en cuyo caso se abre tal llave; si se recibe una señal telegráfica sin modular se cierra tal interruptor.

El receptor diagramado en la figura 434 está previsto para una fuente de alimentación continua con conexiones a +B y —B, pudiendo conectarse un rectificador convencional si se dispone de corriente alternada. En cuanto a la alimentación de los filamentos, ya se sabe como hacerla para cualquier fuente disponible.

Receptor experimental a transistor

Para los lectores que gustan de la experimentación se ofrece ahora la mínima expresión en receptores en la figura 435. Se trata de un receptor mínimo a cristal al que se le agrega una etapa de amplificación a transistor. Lo interesante del montaje es que la alimentación del transistor se hace con la continua obtenida de la detección a cristal de germanio.

El receptor se arma con pocos elementos. La bobina se hace sobre una forma de 50 mm de diámetro, dando 100 espiras para el primario y otras tantas para el secundario, con alambre de 0,5 mm a dos capas de algodón. La derivación se saca en el secundario en la vuelta Nº 30 a contar desde abajo, las espiras se hacen juntas, y la separación entre los dos bobinados es de 5 mm. El tandem doble tiene de 365 a 410 μμF por sección (tipo común de recepción) y el otro variable la misma capacidad. El diodo es uno de germanio tipo 1N34 que es el más común y el transistor es el tipo

de juntura Raytheon CK-722, también de uso generalizado. Un capacitor fijo de 0,2 µF completa la lista de materiales.

Cuando se capta una señal, el diodo rectifica la portadora, y la continua obtenida la empleamos para polarizar el colector del transistor, de modo que no hace falta la clásica batería para ese objeto. Debe cuidarse, a tales efectos, la polaridad del diodo, pues invertida ésta el transistor no funciona. En el esquema se indica el lado del cátodo, o sea donde hay potencial positivo.

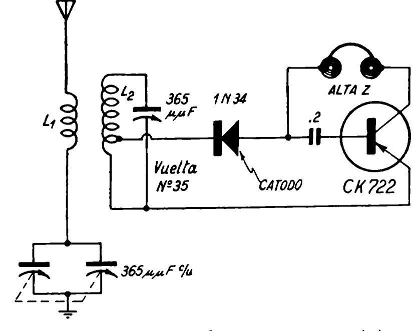


FIG. 435. — Esquema de un receptor mínimo a diodo y transistor.

Receptor portátil con tres transistores

Después de haber experimentado con el receptor mínimo de la figura 435, puede ensayarse un modelo más elaborado como el de la figura 436, que emplea tres transistores y una batería para su polarización. También se usa aquí un diodo de germanio como detector (1N34), constituyendo los transistores las tres etapas amplificadoras de audio que accionarán perfectamente los teléfonos aún para señales débiles. Y todo esto sólo con los 6 Volt que suministra la pequeña batería.

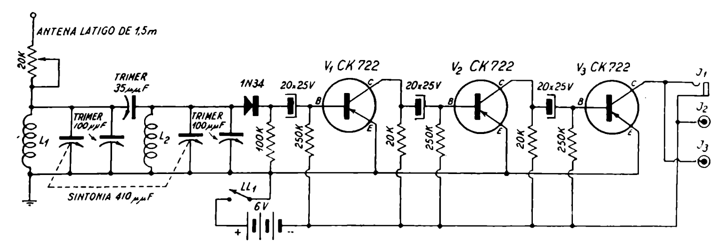


FIG. 436. — Esquema de un receptor con un diodo y tres transistores.

La sintonía se hace mediante un tandem doble, tipo miniatura, de 410 µµF por sección y las dos bobinas son del tipo de grilla para recep-

tores de radiodifusión en ondas largas. Los otros capacitores variables en paralelo con las dos secciones del tandem son los trimers que pueden venir adheridos a aquél. La antena es una varilla tipo telescópica, con un largo total de 1,5 metros, y se la ajusta con ayuda de un potenciómetro de 20.000 Ohm. Los demás componentes están indicados en el circuito, de modo que no pueden presentarse otras dificultades que las emanadas de los errores en la conexión y la inutilización de los transistores con el soldador.

Receptor superheterodino a transistores

Ya en el terreno de presentar receptores con transistores, veamos un circuito moderno que emplea 8 de ellos, con sistema superheterodino y salida en disposición simétrica para buena calidad y nivel suficiente de audio. Es el circuito de los receptores que se han popularizado en plaza, y sólo se diferencia de algunos en los elementos utilizados y no en los lineamientos generales (ver figura 437).

La única fuente de alimentación es una batería miniatura de 6 Volt, a la que se le toma una derivación a los 3 V en la forma como lo indica el esquema. Si se emplean cuatro pilitas de 1,5 V cada una, como es común, no hay ninguna dificultad en tomar tal derivación. Esta batería tiene una duración de unas 500 horas, que es mucho mayor que en los receptores portátiles a válvula, y si se piensa que la duración normal de los transis-

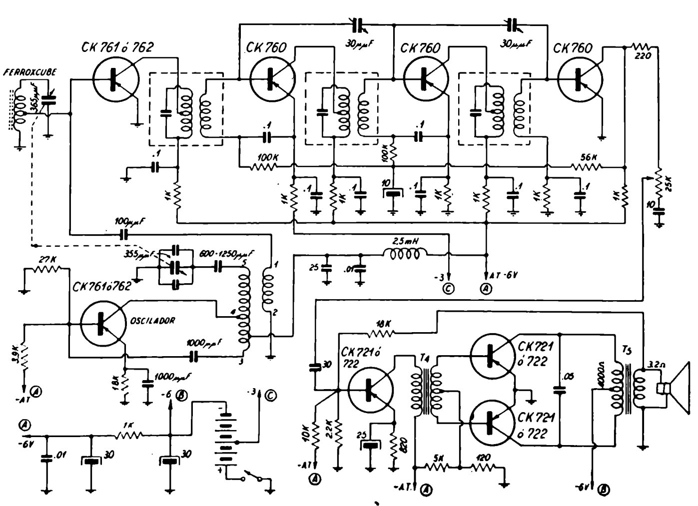


FIG. 437. — Esquema de un receptor superheterodino a transistores.

tores supera a la de las válvulas termoiónicas, se comprende la razón de la preferencia de que gozan los equipos a transistor.

El circuito de audio trabaja en clase B y tiene un lazo de realimentación negativa de 3 dB. El consumo va de 1 mA sin señal hasta 27 mA con señal máxima. La deformación armónica total no supera el 5 % gracias a la realimentación. En la figura 438 se dan los datos para el transformador de audio inter etapa. El de salida, indicado como T_5, tiene una impedancia primaria de 500 Ohm de colector a colector y un secundario de 3,2 Ohm para la bobina móvil del parlante. Ese primario debe tener una resistencia a la continua no mayor de 20 Ohm mientras que la del secundario del T_4 puede alcanzar los 50 Ohm sin inconvenientes.

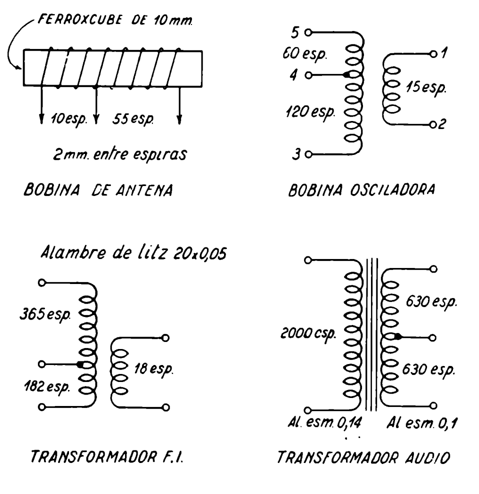


FIG. 438. — Datos sobre las bobinas y transformadores de la figura 437.

La sección de R.F. tiene una antena con ferrite construída con 65 espiras espaciadas sobre una forma de 12,5 mm de diámetro con derivación a la vuelta Nº 12. En la osciladora, construída según datos de la figura 438, el colector se conecta al punto Nº 4, que tiene un tercio del total de vueltas a contar desde arriba.

El amplificador de F.I. tiene dos etapas y los transformadores de acoplamiento se detallan en la figura 438. Deben neutralizarse estas etapas por la fuerte tendencia a oscilar, y ello se realiza mediante capacitores de 30 μμ F conectados entre la base del detector y la del segundo amplificador de F.I. y entre ésta y la base del primer amplificador.

El detector no es a diodo sino a transistor, en montaje de potencia clase B, lo que permite una ganancia extra de 10 dB sobre la rectificación ordinaria. Se emplea además control automático de sensibilidad. Para evitar sobrecargas, el emisor de la primera etapa de F.I. retorna al punto de — 3 V de la batería.

EQUIPOS EMISORES

Vistos los sistemas de recepción de señales radioeléctricas, resta por ver cómo funcionan los transmisores de las mismas Las distintas partes de que se compone un transmisor han sido estudiadas por separado en capítulos anteriores, inclusive la forma de modular señales de radiofrecuencia. Pero en este punto hay que hacer una salvedad: no siempre los transmisores emiten señales moduladas, pues para ondas telegráficas pueden modularse o no.

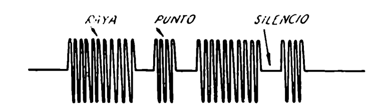


FIG. 439. — Tipo de onda telegráfica sin modulación (A_1).

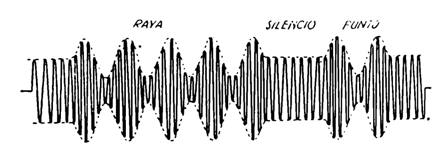


FIG. 440. — Onda telegráfica modulada con tono fijo (A_2).

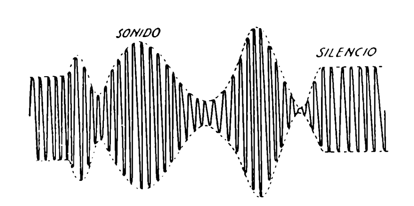


FIG. 441. — Onda modulada de telefonía (A_3).

Desde tal punto de vista las ondas se clasifican en tres tipos distintos, llamadas A_1, A_2 y A_3. En los tres casos se tiene una señal fundamental de alta frecuencia, que es la irradiada por el sistema de antena del transmisor, pero en las dos últimas se necesita un modulador mientras que en la primera no.

Para fijar ideas, hagamos un gráfico de una señal de radiofrecuencia que se irradia para señales telegráficas. La figura 439 muestra el aspecto de la misma para intervalos correspondientes a puntos y rayas del código Morse. Se ve que la señal sólo existe cuando se desea emitir un signo, y hay un período de silencio entre signos. La duración de una raya es igual a tres puntos y los períodos de silencio, en los que no se irradia señal, son equivalentes a un punto entre letras, a una raya entre palabras y a tres rayas entre distintos textos. Esta es la onda llamada A_1.

Un transmisor que deba irradiar señales de este tipo será un simple oscilador de alta frecuencia con amplificación suficiente, en el cual se interrumpe la producción de la señal en los períodos de silencio.

Una onda del tipo A_2 es fundamentalmente distinta; la portadora de

R.F. no se interrumpe más que para cesar la transmisión, y para emitir puntos y rayas se modula esa portadora con un tono de audio fijo en amplitud y frecuencia, a intervalos regulares o irregulares, como lo muestra la figura 440. El manipulador aquí no corta la señal portadora sino el oscilador de audiofrecuencia usado en el modulador. Para detectar estas señales en un receptor, éste puede ser del tipo común para ondas moduladas, mientras que para recibir señales del tipo A_1 hay que colocar en el receptor un oscilador telegráfico de batido, tal como se vió anteriormente.

Pasemos ahora a las ondas del tipo A_3. Aquí se trata ya de transmisión del sonido y no del código Morse, de manera que el modulador será un amplificador de micrófono, con cuya señal se producirán variaciones de amplitud de la portadora, pero diferentes a las de la figura 440, tal como se muestra en la figura 441. La señal de audio proveniente del micrófono o del fonocaptor tiene amplitud y frecuencia variables, de modo que la portadora no sigue en sus variaciones de amplitud una ley determinada, como en los casos anteriores.

Los períodos de silencio en las ondas A_1 se caracterizan porque en el receptor no se recibe señal alguna, ya que no existe la portadora en tales intervalos. En el caso de las ondas A_2 y A_3, los períodos de silencio se caracterizan por no haber modulación, pero la portadora subsiste, de modo que si el receptor está provisto de indicador de nivel de portadora, éste acusará la presencia de la señal aunque ella no esté modulada.

Un receptor de tipo normal se considera así cuando puede recibir señales moduladas, es decir ondas A_2 y A_3, tal como se las ha descripto. Para recibir ondas no moduladas a portadora interrumpida del tipo A_1, debe agregarse al receptor el oscilador telegráfico cuya descripción ya ha sido hecha. Un transmisor normalmente se proyecta para un tipo determinado de señales, sean moduladas o no, pero veremos que hay casos en que para mayor flexibilidad del equipo se proyectan transmisores capaces de emitir ondas de los tres tipos, en cuyo caso se lo designa con el nombre de las tres ondas o tipo de las mismas.

Generalidades sobre transmisores

Un transmisor se compone, atendiendo a las distintas funciones de las partes, de un oscilador, un amplificador, ambos de radiofrecuencia, un amplificador de audio y un modulador. La figura 442 da el esquema básico mostrando las conexiones entre las secciones.

A veces se suprimen algunas de las ramas, por razones diversas, como es el caso de los transmisores para telegrafía que no llevan modulador; los autoexcitados, para potencias muy reducidas, que no tienen amplificador pues el mismo oscilador suministra la señal a emitir; los modulados por absorción, que carecen por así decirlo de etapa moduladora, y así siguiendo.

Cada una de las partes de un transmisor, de acuerdo con la figura 442, ha sido estudiada por separado, en los capítulos respectivos. Así, el oscilador fué visto en el capítulo IX; el amplificador de audio en el VII; el de radiofrecuencia en el VIII; el modulador en el X. Asimismo, el micrófono fué ya estudiado en el VI, y el sistema de antena en el XII.

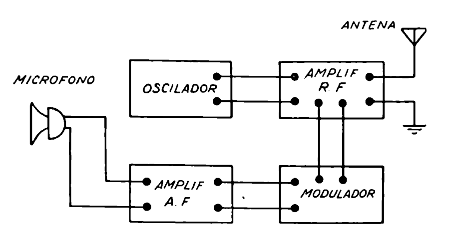


Fig. 442. — Esquema básico simplificado de un transmisor.

Pasaremos revista, pues, a los distintos componentes del circuito para aclarar algunos detalles constructivos y de carácter funcional. Supongamos que se trata de diseñar un transmisor para telegrafía, con un oscilador maestro y una etapa amplificadora de potencia en radiofrecuencia.

La figura 443 muestra el esquema del equipo. El generador de señales se llama en este caso *oscilador maestro* y es del tipo Hartley, con alimentación en paralelo, según puede advertirse en el esquema. El circuito sintonizado se calcula en función de la frecuencia de la señal a emitir y se conecta entre placa y grilla, con derivaciones

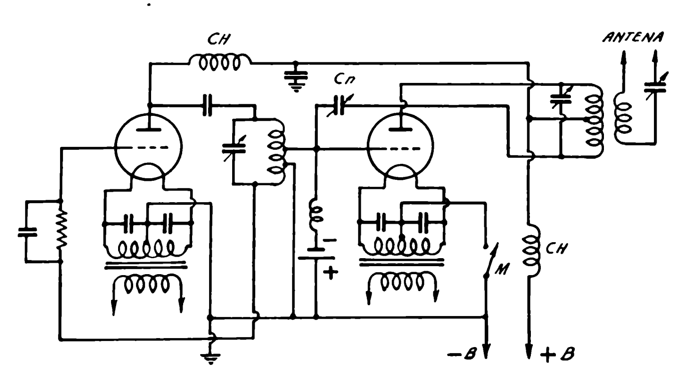


Fig. 443. — Transmisor simple para telegrafía (ondas A_1).

para el retorno a cátodo a la tercera parte aproximadamente del extremo inferior, y otra para la conexión a la etapa siguiente. Se debe aislar el paso de la corriente continua de alimentación de placa mediante un capacitor.

Hemos supuesto utilizar válvulas sin cátodo, por lo que tal conexión se toma del punto central del transformador de filamento, convenientemente derivado a masa mediante sendos capacitores de paso de radiofrecuencia. Para evitar la absorción de señal por la fuente de alimentación, se colocan choques o reactancias en serie con la alimentación de placa de las dos válvulas, y derivados a masa a través de capacitores.

La etapa amplificadora tiene la conexión del manipulador intercalada en el retorno de cátodo, con lo que, con la palanca levantada, se interrumpe la corriente anódica de la válvula de salida. Como se trata de un triodo, se debe compensar el efecto de la capacidad grilla-placa mediante conexiones exteriores que transfieran desde la placa a la grilla igual cantidad de energía de realimentación, pero con sentido contrario para anular los efectos. Ese es el motivo del capacitor C_n conectado entre la grilla y el extremo del circuito sintonizado de placa. Volveremos sobre este punto.

La etapa de salida está sintonizada a la frecuencia de la señal y acoplada inductivamente a la bobina de antena. La bobina y el capacitor del circuito resonante se calculan de la manera habitual ya vista.

Neutralización

La neutralización puede ser aplicada por vía inductiva, en la forma como se muestra en la figura 444. Se trata de arrollar unas pocas espiras en el lado *caliente* de la bobina del tanque de placa y conectarla a otras espiras aplicadas en el lado *frío* de la bobina de grilla, o viceversa. Este sistema puede aplicarse en los casos en que se tenga un tanque en el circuito de grilla, y resulta más simple que el de capacitor, pues al no haber conexión directa al tanque de placa no se presentan problemas de aislación. Generalmente la unión de las dos bobinas o eslabones de neutralización se hace con un par de cables trenzados. Al hacer las pruebas puede ocurrir que en lugar de compensarse el efecto de la capacidad grilla - placa, se aumente; en tal caso basta girar 180° una de las bobinas eslabón para corregir el inconveniente.

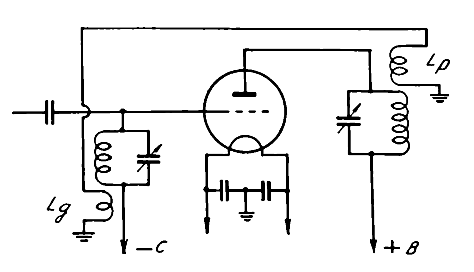


FIG. 444. — Forma de aplicar neutralización inductiva.

Para ajustar cualquier sistema de neutralización, sea capacitivo o inductivo, el primero mediante variación de C_n y el segundo mediante va-

riación del grado de acoplamiento de uno o los dos eslabones, se procede de la siguiente manera: Se aplica señal a la grilla de la válvula de potencia y se deja su placa sin alimentar. En el tanque de placa no debería haber R.F., pero la hay, cosa que puede comprobarse con un *aro de Hertz*, el más simple comprobador de la existencia de campos de R.F., que se construye con una espira de unos 5 cm de diámetro cerrada sobre una lamparita, según lo muestra la figura 445. Esa energía de R.F. está presente en el tanque de placa porque pasa desde el circuito de grilla, a través de

Fig. 445. — Aro de Hertz para comprobar campos de R.F.

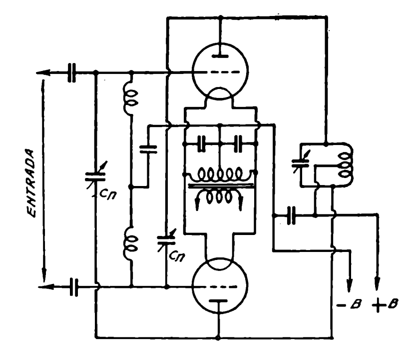


Fig. 446. — Neutralizador cruzado para etapas simétricas.

la capacidad grilla-placa. Ajustando el elemento variable del sistema de neutralización debe conseguirse que la lamparita del aro se apague totalmente. En etapas simétricas de salida habrá dos capacitores de neutralización, según se ve en la figura 446, y en este caso el aro de Hertz se aplicará primero a un extremo del tanque de placa y luego al otro extremo, ajustando en cada caso uno de los capacitores de neutralización hasta eliminar la presencia de R.F. en el tanque de placa mientras está excitada la grilla y sin alimentar la placa.

Es evidente que si se emplean tetrodos o pentodos en la etapa de salida casi siempre resultará innecesaria la neutralización, debido a la reducida capacidad grilla-placa de tales válvulas. Por esto los transmisores de mediana y baja potencia recurren siempre a los pentodos para evitar el sistema de compensación.

Dobladores de frecuencia

Otra forma de evitar la neutralización es hacer que la frecuencia de las señales de grilla y placa no sea la misma, por lo que la realimentación se hace imposible. Para ello se utiliza el doblado de frecuencia, que no es más que hacer trabajar a la etapa de salida en clase C, con gran producción de armónicas y sintonizar el circuito anódico a doble frecuencia

que el circuito de grilla. Se toma así la señal de segunda armónica, generalmente de fuerte amplitud, para emitirla, por lo que el oscilador debe suministrar una señal de mitad de frecuencia que la que se debe irradiar. A veces se dobla frecuencia dos veces, es decir se cuadruplica, mediante el empleo de dos etapas en clase C, o una sola, sintonizando el tanque anódico a cuatro veces la frecuencia original. El inconveniente es la pérdida de rendimiento, porque la cuarta armónica tiene ya amplitud muy reducida comparada con la fundamental, o con la misma segunda armónica.

Los dobladores de frecuencia no se utilizan únicamente por el motivo señalado, sino que se los encuentra también entre los circuitos con pentodos, especialmente los que utilizan válvulas con reflector electrónico, por su riqueza en segunda armónica. La razón es que es el procedimiento más simple para tener un transmisor que emita señales en dos y tres frecuencias distintas con un solo cristal en el oscilador maestro.

Se utilizan entonces dos o tres juegos de bobinas y un solo cristal y según cual sea la frecuencia de resonancia sintonizada en el tanque de placa, esa será la señal emitida, habiendo entre las dos o tres posibles una relación 2, es decir si la frecuencia fundamental es f, las otras serán 2f y 4f.

Ejemplo de un transmisor para telefonía

En los párrafos anteriores fueron vistas las condiciones fundamentales de funcionamiento del transmisor. Veremos el caso de un circuito completo, con todas las etapas previstas en el esquema básico visto en esa oportunidad.

Un transmisor puede ser modulado en grilla, en cátodo, en pantalla o en placa, según vimos, dejando de lado otros sistemas que carecen de importancia. Si se trata de un transmisor para telefonía, esto es, que se empleará para la transmisión de sonido y no sólo palabras, debemos poner cuidado en la calidad de la onda de audio que modulará a la señal, por lo que se elegirá modulación en placa (ver figura 447).

Las reglamentaciones vigentes sobre la transmisión de señales exigen una estabilidad de frecuencia que es fácilmente obtenible con un oscilador a cristal. Emplearemos el tipo similar al electrónico Armstrong, es decir que substituímos el circuito sintonizado de grilla por el cristal mismo.

Como osciladora utilizamos una válvula tetrodo con reflector electrónico, que se comporta excelentemente. Entre las de recepción se encuentra la 6L6 y entre las fabricadas para transmisión tenemos la 807 similar a la anteriormente mencionada. De acuerdo con lo visto en el capítulo correspondiente, el circuito sintonizado de placa tendrá valores de inductancia y capacidad apropiados para la frecuencia a emitir, que estarán ligados entre sí y con ella por la relación conocida.

El resto de los elementos del oscilador, valores de polarización y demás están indicados en el esquema. El acoplamiento con la etapa si-

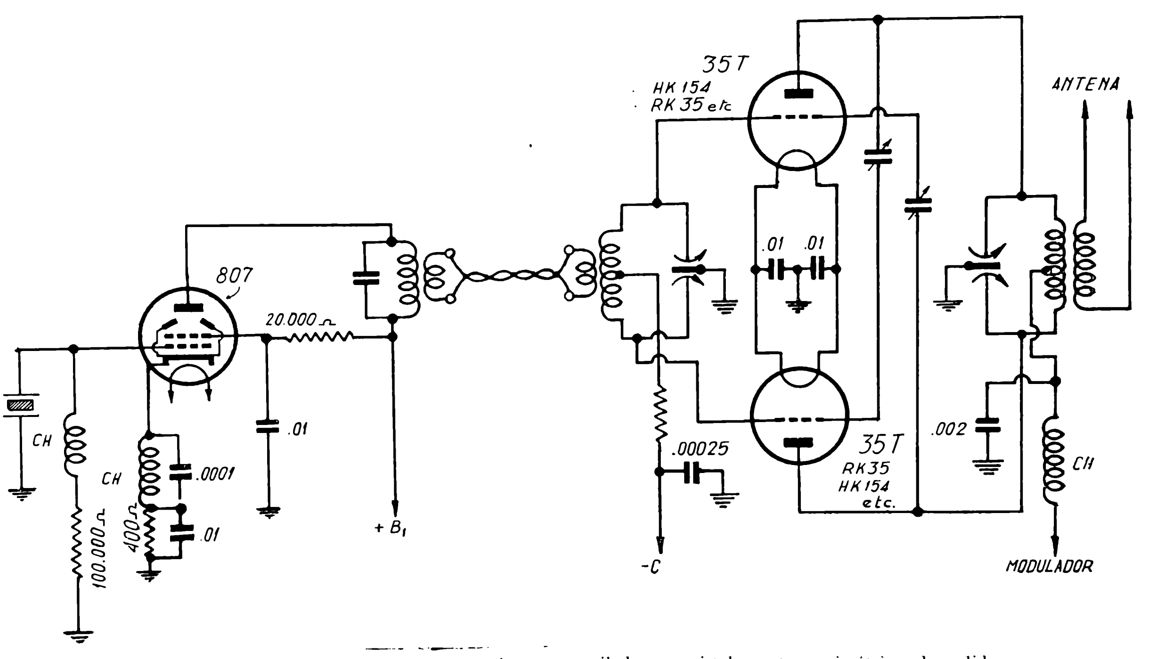


FIG. 447. — Esquema típico de un transmisor con oscilador a cristal y etapa simétrica de salida.

guiente se hace por el sistema *Link*, que consiste en unas cuantas vueltas alrededor de la bobina de placa unidas a otra bobina similar colocada en la parte de grilla del amplificador mediante un conductor trenzado para evitar la irradiación.

El amplificador es una etapa final simétrica con válvulas triodo, para disponer de buena calidad de la envolvente de modulación, por lo que trabajamos en clase A. Se emplea neutralización cruzada, descripta anteriormente, con sendos capacitores de compensación. Se omite en el esquema la alimentación de filamentos que, como se sabe, tendrá un transformador independiente con punto medio en el secundario a masa, lo que constituye el cátodo del sistema.

La alimentación de placa y de grilla se deriva a masa a través de capacitores de paso de radiofrecuencia, y en el circuito anódico se coloca un choque o reactancia para evitar la absorción de energía de radiofrecuencia por la fuente de alimentación.

Omitimos el esquema de dicha fuente por ser de características normales, con rectificación de onda completa, debiendo cuidarse las tensiones y corrientes normales para las válvulas que se elijan. El filtrado se hará por sistema en T o de choque de entrada, por la mayor constancia de tensión continua de salida.

Las válvulas para la etapa final las dejamos sin determinar, indicándose en la figura 447 algunas de las que pueden utilizarse. El cálculo de los elementos se hará en la forma vista en el capítulo VIII.

El modulador se compone en esencia de un amplificador completo de audiofrecuencia, cuya entrada lleva un micrófono y cuya salida se conecta al sistema modulador propiamente dicho. La potencia que debe suministrar estará de acuerdo con el tipo de modulación y con el por ciento de modulación deseado.

En nuestro caso de modulación en placa, con 100 % de modulación, debemos tener una potencia de audiofrecuencia igual al 50 % de la potencia de entrada a la etapa final de R.F., detalle que debe ser tenido en cuenta como dato primordial para el diseño del modulador.

Supongamos adoptar un micrófono a cristal, muy común en los transmisores de baja y mediana potencia. De acuerdo con lo visto sabemos que necesitamos un preamplificador de tensión acoplado al excitador de la etapa simétrica de salida. En la figura 448 aparece el esquema completo adoptado, con los valores colocados, que puede ser confrontado con lo visto oportunamente.

El transformador de salida lleva su secundario intercalado en serie con la alimentación anódica de la etapa de salida del transmisor para producir la modulación en placa deseada.

Omitimos la fuente de alimentación del modulador por las mismas razones dadas para el transmisor mismo, pues es de tipo normal.

Ajuste y funcionamiento. Primeramente se ajusta el sistema de neu-

tralización, lo que se hace de la siguiente manera: se alimenta normalmente el oscilador y se desconecta la fuente de placa de la etapa de salida; se sintoniza el tanque de placa a la frecuencia de trabajo mediante un indicador de cualquier tipo, como una lámpara con aro de Hertz (figura 445). Se ajustan los capacitores de neutralización simultáneamente hasta que no haya corriente de radiofrecuencia en el circuito anódico. Luego se retoca la sintonía del tanque de placa.

El segundo paso es el ajuste del circuito de excitación, o de grilla de la etapa final. Para ello se regula el tanque de placa de la etapa

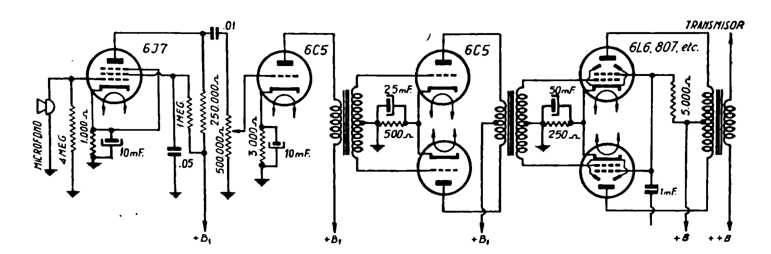


FIG. 448. — Esquema típico de un modulador adaptable al transmisor de la figura 447. Emplea micrófono a cristal y etapa simétrica de salida.

anterior hasta que esté en resonancia con la frecuencia de trabajo, lo que se conoce por la indicación de corriente de placa mínima en dicho circuito. Inmediatamente se ajusta a resonancia el tanque de grilla de la etapa final, si lo tiene; en nuestro ejemplo hay este tanque de grilla de modo que se procede a su sintonía, ajustando hasta la máxima corriente de grilla, y retocando el acoplamiento entre etapas buscando siempre el máximo de dicha corriente.

Recién ahora se conecta la tensión de placa del tanque de salida y se procede a su ajuste. Para ello se retocará la sintonía del mismo hasta obtener mínima corriente anódica. Puede usarse para este ajuste una tensión de placa menor que la normal y llegar al valor de trabajo una vez ajustado, para evitar que la corriente de placa tome valores peligrosos durante la sintonización. Luego se acopla la antena hasta obtener la corriente anódica normal de las válvulas de salida.

Transmisor para ondas A_1, A_2 y A_3

Hasta aquí hemos visto cómo se combinan las diversas partes para formar un transmisor, desde el oscilador, el amplificador, el modulador y la fuente de alimentación. Ahora veremos a título ilustrativo un transmisor apto para emitir ondas de los tres tipos que conocemos.

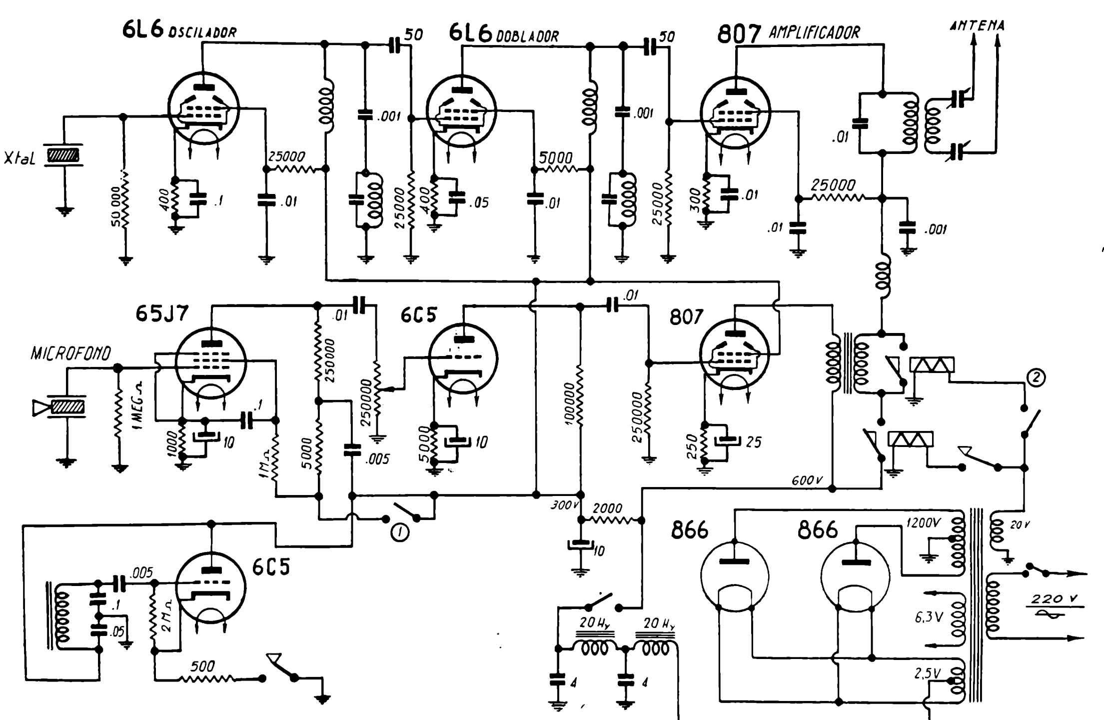


Fig. 449. — Esquema completo de un transmisor para ondas A_1 A_2 y A_3 con su modulador y fuente de alimentación incluidos.

La figura 449 muestra tal transmisor, de baja potencia de salida, pues los de mayor potencia sólo se diferencian en los tipos de válvulas empleados en las últimas etapas, que en lugar de las 807 serán otras. Se modula con una 807 por comodidad.

En primer término vemos la osciladora a cristal, acoplada a una etapa separadora y dobladora de frecuencia. La razón de esta etapa es la siguiente: cuando se debe actuar sobre el circuito oscilador, para señales telegráficas, se produce inestabilidad en el funcionamiento, pues los osciladores a cristal muestran cierta inercia para arrancar cuando se corta la alimentación. La inestabilidad sobre el oscilador se produce cuando se altera la impedancia de ánodo del mismo y cualquier operación sobre la etapa siguiente se traduce en tal alteración. De modo que conviene separar el oscilador de la etapa final, para lo cual se intercala una etapa separadora. Pero esta etapa se hace trabajar en clase C y se emplean para ella válvulas de haz electrónico concentrado por su riqueza en segunda armónica. La razón es la facilidad con que se puede doblar la frecuencia de la portadora en tales condiciones con sólo sintonizar el circuito anódico de la separadora a doble frecuencia que el cristal.

De manera que si el cristal es para 7300 Kc/s por ejemplo, se pueden sintonizar todas las etapas a esa frecuencia, o dejar sólo la osciladora a tal sintonía y hacer que la separadora-dobladora resuene en 14.600 Kc/s con lo que se ha duplicado la frecuencia de la señal. La etapa de salida se sintonizará a esta última frecuencia.

El modulador es un amplificador microfónico, cuya salida está acoplada al transformador de modulación. Pero se notan ya aquí algunas novedades. En efecto, el preamplificador de micrófono puede ser eliminado abriendo la llave (1), y en su lugar queda intercalado un oscilador de audiofrecuencia de tono fijo, para emitir ondas A_2 en lugar de las A_3 que se obtenían con el micrófono.

Y finalmente, para emitir ondas en portadora sin modular, es decir A_1, se tienen los dos relevadores y la llave (2). El funcionamiento es el siguiente: cuando se cierra la llave (2) el secundario del transformador de modulación queda en cortocircuito, con lo que se elimina toda modulación. Para esto la llave (2) cierra la alimentación del relevador superior, alimentado con un bobinado de 20 V de alterna del transformador. Ahora se actúa con el manipulador relevador, es decir con el manipulador que acciona un relevador ultrarápido que cierra y abre la alimentación de la etapa de salida del transmisor.

La fuente de alimentación, su filtro y demás detalles son de diseño convencional, no ofreciendo novedades a lo visto en otras oportunidades.

Transmisor con comando automático y remoto

Para finalizar con los ejemplos de emisores tomaremos otro caso, pero con algunos detalles que difieran de los anteriores. Diseñaremos un transmisor de 250 Watt de potencia para ondas A_1 y A_3, con control a cristal y a oscilador electrónico, y le agregaremos comando automático y remoto. El cálculo de todos los componentes es sumamente laborioso, por lo que optamos por dar el esquema general con todos los valores ya colocados, y explicaremos la forma de determinar los más importantes. Por otra parte todo ello ha sido explicado con anterioridad, de modo que sólo se trata de aplicaciones conocidas.

El primer detalle al proyectar un emisor es la etapa de potencia de R.F., pues de ella depende todo el equipo. En nuestro caso utilizaremos la 4E27, válvula pentodo de la R.C.A. que también lleva el número 8001. La figura 450 da el esquema general del transmisor.

Esta válvula trabaja con diversas condiciones, desde 1.800 hasta 3.000 Volt en placa, pero hemos adoptado el siguiente régimen:

placa	2.500 V	a	100 mA
pantalla	400 V	a	11 mA
grilla	- 200 V	a	6 mA
supresora	60 V		

La disipación máxima de placa es de 75 Watt y como la potencia de entrada es 250 Watt, podemos esperar un rendimiento de 70 % para no exceder la disipación dada por la fábrica. El modulador deberá entregar la mitad de 250, o sea 125 Watt, para modulación de alto nivel al 100 %. Las válvulas 807 en clase AB_2 dan esa potencia con 750 V en placa de modo que el modulador llevará dos en disposición simétrica. Con la adopción de las válvulas de potencia, tanto de R.F. como de A.F. queda trazado el proyecto a grandes rasgos. Pasemos a los detalles.

Sección de radiofrecuencia. El generador de señales consta de dos secciones, una que es un oscilador electrónico con una válvula 6AC7 en montaje Hartley seguido por una etapa amplificadora de banda ancha, para evitar la sintonía de placa, la cual se hace únicamente en el ajuste. El oscilador, que suele llamarse de frecuencia variable (O.F.V.) trabaja en 3,5 Mc/s y la etapa siguiente dobla frecuencia, o sea que el circuito anódico de la primera 6V6 resuena en 7 Mc/s. Así llegamos a la selectora que permite tomar señal del O.F.V. o de cualquiera de los cristales que en número de cuatro están allí. Es evidente que la mención a las frecuencias de trabajo es circunstancial, puesto que el equipo presentado fué construído por el autor para las bandas de aficionados de 7, 14 y 28 Mc/s, pero con sólo diseñar convenientemente las bobinas el equipo puede servir para cualquier banda o cualquier frecuencia fija.

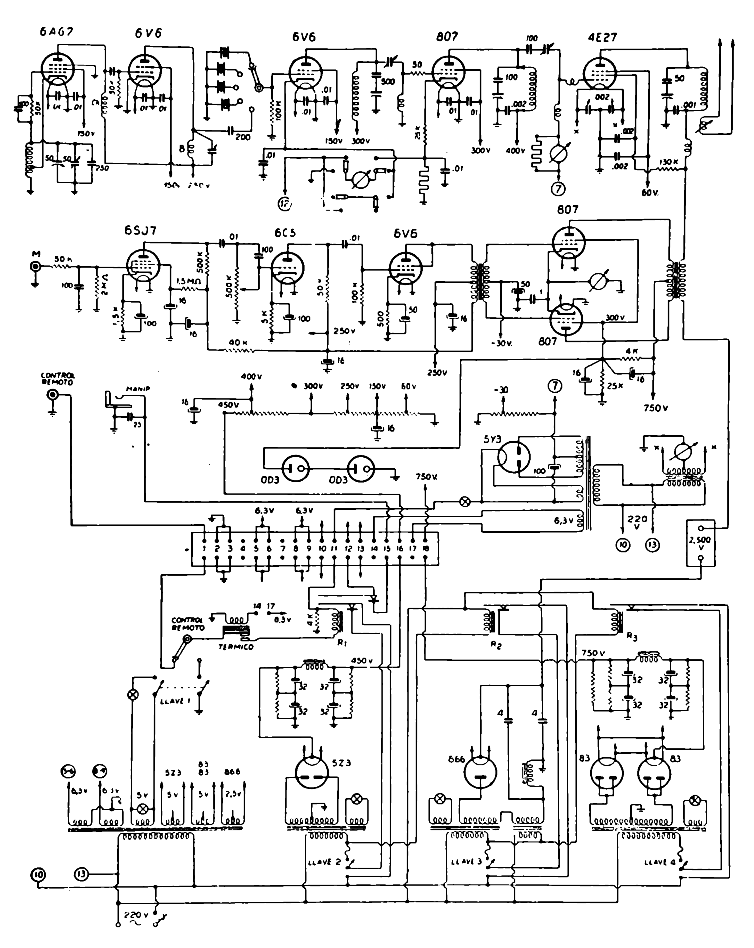


Fig. 450. — Esquema completo de un transmisor de 250 Watt con comando automático y remoto, para ondas A_1 y A_3, provisto de oscilador electrónico y a cristal.

La segunda 6V6 es amplificadora y dobladora, pues cambiando la bobina de placa puede servir para amplificar la señal de 7 Mc/s o para doblar a 14 Mc/s. Para evitar el empleo de capacitores de buena aislación para continua se recurre o colocar en serie con el variable de sintonía capacitores de mica. Sigue a esta válvula una amplificadora tipo 807 que puede amplificar y aún doblar frecuencia, si se cambia su bobina de placa. Podemos tener así en esta etapa las tres frecuencias para las que está previsto el equipo. Aparece además un instrumento indicador de corriente anódica de la 6V6 y de la 807, con una llave conmutadora. Para la primera la escala será de 50 mA y para la segunda de 100 mA. Como el miliamperímetro era de 50 mA, en la 6V6 mide directamente y en la 807 lleva un shunt. Terminamos así con la generación, doblado y amplificación de la portadora de R.F. y pasamos a la etapa de potencia.

A efecto de graduar la entrada de señal a la etapa final, pues para las frecuencias menores, cuando no hay ningún doblado en frecuencia, tendremos señales de mayor magnitud y cuando hay uno o dos doblados tendremos menor magnitud, se coloca un elemento variable, que en este caso es un capacitor graduable desde el panel de comando. Con él buscamos de leer en grilla de la 4E27 la corriente normal de 6 mA. En el circuito anódico hay un tanque cuya bobina es intercambiable conjuntamente con el eslabón de antena. El choque derivado en grilla es de 2,5 mHy, común, y el serie es improvisado con unas 20 espiras de alambre de conexiones sobre un tubo de 6 mm de diámetro. El choque serie de placa es también de 2,5 mHy pero debe poder manejar la potencia que tenemos allí. Se lo adquiere con indicación de la corriente máxima circulante, en nuestro caso 100 mA. En atención a la tensión que tenemos en placa (2.500 V), la que en los picos de modulación llegará a casi el doble de esa cifra, los capacitores y soportes de bobinas deberán tener adecuada aislación. Los elementos del tanque de placa los sabemos diseñar, por haberlo tratado en el capítulo VIII.

Modulador. Usando micrófono a cristal, y según la salida del mismo sabemos calcular el número y tipo de etapas amplificadoras necesarias para entregar 100 Volt de pico de audio de grilla a grilla de las dos 807. El resultado de los cálculos es el que vemos en el esquema. El transformador de salida, que es el de modulación debe presentar una impedancia de placa a placa de 7.300 Ohm. Como en el secundario tenemos cargada una resistencia que sale de dividir la tensión por la corriente continua de la 4E27, o sea 25.000 Ohm, este transformador debe tener una relación de impedancias de 1: 3,4, y una relación de espiras, raíz cuadrada de la cifra anterior, de 1: 1,84; pero el secundario debe estar aislado a 5.000 Volt. El instrumento que mide la corriente de cátodo nos deberá indicar 35 mA sin modular y 260 mA con modulación plena.

Fuente de alimentación. Es aquí donde pueden observarse en el esquema de la figura 450 algunas novedades con respecto a lo que se ha

visto anteriormente. Se ha previsto un montaje separado para toda la sección de alimentación, excepto la fuente de polarizaciones de grillas y el transformador de filamento de la 4E27. Un puente múltiple permite hacer las conexiones mediante una ficha macho y hembra de 18 contactos y otra aparte para el puente de alta tensión.

Se han previsto varios transformadores y lo que vemos en el esquema no es necesariamente la única solución a la multitud de polarizaciones y alimentaciones necesarias, sino una de ellas. Un transformador da todas las tensiones de filamentos, excepto los de la 4E27 y de la rectificadora de la fuente de grilla, la 5Y3 que vemos arriba. El segundo transformador es el de la fuente general de positivo, y da 450 V a 200 mA. Sigue un par de transformadores en serie para la fuente de 2.500 V, que podría llevar un solo transformador, pero, en la práctica, muchas veces se acude a soluciones como la propuesta. Finalmente tenemos en la parte inferior del esquema el transformador de la fuente del modulador, que entrega 750 V a 260 mA. Más arriba tenemos un transformador de 5 V a 7,5 A para el filamento de la 4E27 y un pequeño transformador de 200 V a 50 mA para polarizar las grillas de la 4E27 y las 807. Se usa un resistor divisor de tensión del cual se sacan las derivaciones convenientes a los 200 V y a los 30 V, ambas negativas con respecto a masa.

La fuente de la 5Z3 también tiene un divisor de tensión para obtener distintas tensiones positivas para placas y pantallas que requieren valores bastante constantes. Primero tenemos los 60 V para la supresora de la 4E27. Luego 150 V para las pantallas de las vávulas de R.F. que requieren constancia en esa tensión para mantener estabilidad de frecuencia. Después 250 V para placas generales de audio y R.F.; más adelante tomamos 300 V, pero regulados mediante dos válvulas OD3, para las pantallas de las 807, pues es importante que esta tensión se mantenga muy constante para asegurar la calidad de la señal de audio. Y finalmente los 400 V para la placa de la 807 excitadora de R.F. Completan estas fuentes los filtros, algunos de cuyos capacitores electrolíticos se han debido conectar de a dos en serie por razones de tensión de trabajo. El filtro de alta tensión lleva capacitores de papel al aceite, de 4 μF a 2.500 V de trabajo. Obsérvese en este filtro la conexión de la inductancia en el negativo para evitar problemas de aislación. En todas las rectificadoras que aparecen en la línea inferior, el positivo se toma de un punto dibujado en el centro del filamento, que no existe en la realidad; para simplificar el dibujo se ha querido indicar así la conexión al punto medio de los bobinados de filamento en el transformador que aparece a la izquierda. De ellos, el de 2,5 Volt debe tener aislación para 2.500 V.

Automatismo del comando. La llave general de entrada de línea tiene un símbolo que significa interruptor automático, o sea que si se excede la corriente indicada se abre solo el circuito. Si al cerrarla no pasa nada es que por ahora todo está bien. Si usamos comando local y no remoto,

la llave 1 se cierra y la selectora adjunta está a la derecha. Si se desea comando remoto esa selectora está a la izquierda. Obsérvese que ya tenemos todos los filamentos encendidos y al cerrar la llave 1 se espera que caliente el relevador térmico. Se ha calculado el tiempo de caldeo de los filamentos generales en 30 segundos, y así debe ajustarse este térmico. Al mismo tiempo, y sin esperar el cierre del térmico, queda aplicada la tensión de 220 V al transformador de la fuente de grilla, con lo que tendremos casi en seguida esas tensiones disponibles. Ese transformador es el que suministra la corriente de caldeo para el relevador térmico.

Si mantenemos cerradas las llaves 2, 3 y 4, esos transformadores no trabajan hasta que han cerrado sus contactos los relevadores 1, 2 y 3 y en ese orden, es decir que primero tenemos positivo general para todas las válvulas menores, luego alta tensión para la 4E27 y finalmente alimentación del modulador. Obsérvese que cerrando la llave general caldeamos los filamentos, pero aún teniendo cerradas todas las otras llaves los circuitos no se cierran hasta que ha transcurrido el tiempo de caldeo y comienzan a cerrarse en el orden conveniente. Para iniciar la operación, o para cortar el funcionamiento sin apagar los filamentos, tenemos la llave 1 o el control remoto, indistintamente. Este control remoto ès un simple interruptor a botón, que puede ubicarse en cualquier parte. Para el ajuste del equipo, para cambiar de banda o para cualquier prueba no puede usarse el comando automático, pues debemos ajustar las sintonías para no tener corriente anódicas excesivas; para eso están las llaves 1 a 4. Obsérvese que la conexión del manipulador corta la corriente de placa de la segunda 6V6, cuando se trabaja en ondas A_1.

Hay una serie de lamparitas indicadoras, que al encenderse van advirtiendo sobre el orden en que se suceden las operaciones, pues sólo quedan con tensión cuando la tienen los primarios de sus respectivos transformadores. Es mucho más lo que podría seguirse describiendo, en los aspectos parciales y de detalle de este equipo, pero la observación del esquema y la revisión de los temas tratados en capítulos anteriores nos permiten eludir mayor abundamiento. Téngase en cuenta que cada equipo radioeléctrico es un problema aparte, y que el diseño debe contemplar primero la solución general y luego los detalles particulares y complementarios.

INDICE GENERAL

Capítulo I

ELEMENTOS DE CIRCUITO

Capítulo II

ELEMENTOS ASOCIADOS - ACOPLAMIENTOS

CAPÍTULO III

VALVULAS ELECTRONICAS

CAPÍTULO IV

ALIMENTACION DE VALVULAS

CAPÍTULO V

SEMICONDUCTORES - TRANSISTORES

CAPÍTULO VI

DISPOSITIVOS ELECTROACUSTICOS

CAPÍTULO VII

AMPLIFICACION DE AUDIOFRECUENCIA

CAPÍTULO VIII

AMPLIFICACION DE RADIOFRECUENCIA

CAPÍTULO IX

GENERACION DE SEÑALES. OSCILADORES

Capítulo X

MODULACION

Capítulo XI

DETECCION O DEMODULACION

CAPÍTULO XII

ONDAS ELECTROMAGNETICAS - ANTENAS Y LINEAS

CAPÍTULO XIII

EQUIPOS AMPLIFICADORES E INTERCOMUNICADORES

CAPÍTULO XIV

EQUIPOS RECEPTORES Y EMISORES

Este libro se terminó de imprimir en la
Imprenta BALMES, Rauch 1847, Bs. As.
el día 18 de Octubre de 1960



EDITORIAL HISPANO AMERICANA, S. A.

